



Titre: Analyse et caractérisation des structures planaires multi ports pour la conception et la réalisation des combineurs et des diviseurs de puissance
Title:

Auteur: Hassan Kobeissi
Author:

Date: 1997

Type: Mémoire ou thèse / Dissertation or Thesis

Référence: Kobeissi, H. (1997). Analyse et caractérisation des structures planaires multi ports pour la conception et la réalisation des combineurs et des diviseurs de puissance
Citation: [Thèse de doctorat, École Polytechnique de Montréal]. PolyPublie.
<https://publications.polymtl.ca/6815/>

 **Document en libre accès dans PolyPublie**
Open Access document in PolyPublie

URL de PolyPublie:
PolyPublie URL: <https://publications.polymtl.ca/6815/>

Directeurs de recherche:
Advisors:

Programme: Non spécifié
Program:

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

Analyse et caractérisation des structures planaires multi ports
pour la conception et la réalisation des combineurs et
des diviseurs de puissance

KOBEISSI HASSAN

DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE
ET DE GÉNIE INFORMATIQUE
ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

THÈSE PRÉSENTÉE EN VUE DE L'OBTENTION
DU DIPLÔME DE PHILOSOPHIAE DOCTOR
(GÉNIE ÉLECTRIQUE)

DÉCEMBRE 1997



**National Library
of Canada**

**Acquisitions and
Bibliographic Services**

**395 Wellington Street
Ottawa ON K1A 0N4
Canada**

**Bibliothèque nationale
du Canada**

**Acquisitions et
services bibliographiques**

**395, rue Wellington
Ottawa ON K1A 0N4
Canada**

Your file Votre référence

Our file Notre référence

The author has granted a non-exclusive licence allowing the National Library of Canada to reproduce, loan, distribute or sell copies of this thesis in microform, paper or electronic formats.

The author retains ownership of the copyright in this thesis. Neither the thesis nor substantial extracts from it may be printed or otherwise reproduced without the author's permission.

L'auteur a accordé une licence non exclusive permettant à la Bibliothèque nationale du Canada de reproduire, prêter, distribuer ou vendre des copies de cette thèse sous la forme de microfiche/film, de reproduction sur papier ou sur format électronique.

L'auteur conserve la propriété du droit d'auteur qui protège cette thèse. Ni la thèse ni des extraits substantiels de celle-ci ne doivent être imprimés ou autrement reproduits sans son autorisation.

0-612-33008-7

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL
ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Cette thèse intitulée :

Analyse et caractérisation des structures planaires multi ports
pour la conception et la réalisation des combineurs et
des diviseurs de puissance

Présenté par : KOBEISSI Hassan

en vue de l'obtention du diplôme de : Philosophiae Doctor (Ph. D.)

a été dûment acceptée par le jury d'examen constitué de :

M., BOSISIO Renato, M. Sc. A., président

M., WU Ke, Ph. D., membre et directeur de recherche

M., NAJAFI Iraj, Ph. D., membre

M., ANTAR Yahia, Ph. D., membre externe

A :

*ma petite fille Wissal,
ma femme Dr. Kaouthar Lajili KOBESSI,
mes Parents,*

et également à Professeur Assad ALI qui a écrit.

HAPPINESS WITHOUT DEATH

With My Children

*I, the Desert,
wake up and came to You ;
before coming,, I put on the clothes of Your giving.
O Designer of Night and Day,
Owner of the sun
in Easts and Wests,
to You I submit my endless thanks.
The sun is one of Your gifts ;
I clothe myself with it like a bride
on her wedding day.
Teach me how to enlighten my sand
with your gift of light,
I enwrap myself, and contemplate.
The one whose clothes are made of light
will never go astray in the dark,
but will overcome all illusions,
taking off his first clothes,
blaming neither the misguided
nor those who mislead,
but building the new state of thankfulness ;
opening war against himself..
chipping the ice from his own door first.
I, the Desert,
have wrapped myself with the outpouring
of Your favour ;
my costume's colors are born from its light.
I enfold my children in Your blessing
that they may be pleased
with love's seasons,
and heartily glorify Your Great Name,*

*Constructing, in Your Name,
the state of Order,
distributing, in Your Name,
the life of Justice,
and singing for Your freindly beauty
the songs of ancient noble love,
which bring into motion the Heavens
and all those who dwell in the sky,
filling with ardor all that exists,
and those that are bound below.
All of them play with my children
the delightful game of joy,
chanting Your Name, O Freindly and
Meciful.
Finding direction through You,
we've became songs of existance,
songs of Your eternal love.
You're the Lord of eternity
and pre-existance ;
accept me adonered with Your favor
O Aim of Hope,
Accept my prayer.*

REMERCIEMENTS

Je désire sincèrement remercier mon Professeur Ke WU qui a dirigé avec disponibilité ce travail. Je le remercie pour la confiance qu'il m'a manifestée en me confiant cette étude. Je le remercie par ailleurs, pour les discussions constructives que nous avons eues au cours des années et pour ces encouragements.

Je tiens à remercier les membres de Jury Professeur Renato BOSISIO, Professeur Iraj NAJAFI et le membre externe le professeur Yahia ANTAR d'avoir accepté de juger ce mémoire et de participer au jury.

Je voudrais remercier Docteur Jawad ABDULNOUR pour ses aides et ses discussions précieuses. Je remercie Docteur Malcom STUBBS et le Maître Dan DROLET pour les mesures fait à CRC aussi je remercie Ingénieure Ginnette LARRALDE et Docteur Sadukare RAO du Spar Aeospace pour leur aide.

Finalement, je remercie mes confrères d'étude au centre de recherche avancées en micro-ondes spatial POLY-GRAMES. Spécialement, je remercie Ali HAMADE et Ali RAHAL pour leurs amitiés durant ces années d'étude. Je tiens à remercier Jean Daniel RICHERD pour son aide.

RESUMÉ

Ce travail présente la conception assistée par ordinateur 'Computer Aided Design' (C.A.O) de nouveaux genre de diviseurs planaires de puissance en considérant différentes technologies. Les technologies utilisées sont la technologie supraconductrice et la technologie des circuits intégrés hybrides 'Hybrid Microwave Integrated Circuits'(HMIC). Les applications de ces circuits micro-ondes sont dans la construction des amplificateurs à haute puissance et les réseaux antennes. Ces circuits passifs sont utilisés dans les systèmes de télécommunication opérant à des fréquences entre 14-16 GHz la bande Ku et 11.7-12.2 GHz la bande X.

Dans la première partie, nous avons conçu de nouveaux genres de diviseurs de puissance. Comparé aux autres topologies, ce type de circuits planaires possède des contours sinusoïdaux, les ports sont placés d'une façon linéaire et alignés. Pour égaliser les modules et les phases des différents signaux de sortie, des trous sont insérés dans le circuit. On a donné à ce circuit le nom 'multi-port multi-hole power divider'. Les avantages de ces circuits sont ses dimensions petites, la capacité de supporter des hautes puissances, l'alignement des ports et la facilité de la cascader avec d'autres circuit.

L'amélioration des performances des systèmes de communications à faible pertes à des fréquences très élevées nécessitent l'utilisation de nouvelles technologies de fabrication avancées comme la technologie supraconductrice. Nous avons utilisé cette technologie pour concevoir pour la première fois un réseau d'antenne 'Beam Forming Network' (BFN). L'utilisation de cette technologie a diminué les pertes dans des réseaux d'antennes avec une miniaturisation.

ABSTRACT

In this research work, analysis, design and characterization of new planar power dividers are presented through the use of various technologies. The technologies used here with are the superconducting technique and Hybrid Microwave Integrated Circuits (HMIC). These proposed power dividers can be applied to the design of high power amplifiers and the beamforming network for communication system in the X band (11.7-12.2 GHz) and Ku band (14-15 GHz).

In the first part, we present the model and design of a class of new compact power dividers suitable for use in M(H)MICs at microwave and millimeter-wave frequencies. Compared to the conventional structures, the new topologies of these power dividers are made with sinusoidally shaped circuit with multiple output ports that are co-linearly located along one plane. The phase and magnitude balance of a signal for the output ports are achieved with diffractive holes inside the circuit contour. Advantageous features of the new power divider are demonstrated. These include small size, short linearly aligned ports, potential high-power handling capability, potential large bandwidth and easy post-fabrication tuning. These dividers may be called multi-hole multi-port power dividers. An efficient field theoretical CAD technique, for which only limited computer resource and time are required, is presented to accurately design this irregularly shaped circuit.

Performance improvement such as lowering transmission loss in the system design for very high frequency applications necessitates the use of novel technologies such as superconducting scheme. We use this technology to design for the first time a superconducting beam forming network (BFN). This technology improve significantly the electrical performance of BFN. The second part presents an application of the high

temperature superconductor (HTS) technology to the development of a high performance 1-to-4 HTS BFN. A superconductor based design can also offer other advantages compared to a conventional technology including a significant reduction in size/weight due to high permittivity and low loss.

TABLE DES MATIÈRES

DÉDICACE.....	iv
REMERCIEMENTS.....	v
RESUMÉ.....	vi
ABSTRACT.....	vii
TABLE DES MATIÈRES.....	ix
LISTE DES FIGURES.....	xiii
LISTES DES TABLEAUX.....	xvii
LISTE DES SYMBOLES ET DES ABRÉVIATIONS.....	xviii
 I INTRODUCTION.....	 1
 CHAPITRE II CHOIX DE LA MÉTHODE NUMÉRIQUE POUR ANALYSER DE NOUVEAUX CIRCUITS PLANAIRES DE FORMES ARBITRAIRES À N ACCÈS ET N TROUS.....	 4
2.1 Choix de la méthode numérique.....	5
2.2 Combinaison de la méthode des éléments de frontières avec le modèle des guides d'ondes analytiques.....	7
2.3 La méthode utilisée.....	9
2.3.1 Eléments de frontières.....	10
2.3.2 Formulation matricielle.....	11
2.3.3 Résultats et discussion.....	15
2.4 Généralités sur les diviseurs/combineurs de puissance.....	16
2.5 Différentes topologies des diviseurs/combineurs de puissance.....	17
2.6 Avantages et inconvénients des différentes formes de diviseurs de puissance.....	18

2.6.1 Les avantages de la nouvelle technologie.....	20
2.7 Procédures de conception du combineur/diviseur de puissance	21
2.8 Conclusion.....	23

CHAPITRE III DESIGN TECHNIQUE AND PERFORMANCE ASSESSMENT OF NEW MULTI-PORT MULTI-HOLE POWER DIVIDER SUITABLE FOR M(H)MICs.....

SOMMAIRE.....	26
ABSTRACT.....	28
3.1 INTRODUCTION.....	29
3.2 THE EXTENDED CAD MODEL.....	31
3.2.1 Boundary Element Equation.....	31
3.2.2 Planar Waveguide Model.....	32
3.2.3 Deterministic Matrix Formulation.....	33
3.3 DESIGN CONSIDERATION OF NEW MULTI-PORT POWER DIVIDER.....	36
3.4 DESIGN PROCEDURE OF CASCADED BFN CIRCUITS.....	39
3.5 CONCLUSION.....	40
3.6 CONCLUSION.....	42

CHAPITRE IV LES POTENTIALS D'UTILISATION DE LA TECHNIQUE SUPRACONDUCTRICE DANS LES APPLICATIONS À HAUTES FRÉQUENCES.....

4.1 Les circuits supraconducteurs en micro ondes.....	61
4.2 La modélisation, l'analyse et la conception d'une ligne de transmission supraconductrice.....	62
4.2.1 Calcul de l'impédance de surface d'un conducteur normal.....	63
4.2.2 Effet de Meissner et équation de London.....	65
4.2.3 Calcul de l'impédance de la surface d'un conducteur supraconducteur.....	71

4.2.4 Calcul de la conductivité à partir du modèle à deux fluides.....	72
4.3 Les méthodes de caractérisation des matériaux supraconducteurs.....	78
4.4 Génération des harmoniques.....	79
4.5 La conception et la réalisation des composants d'un B.F.N.....	80
4.6 Les méthodes de mesure et les équipements utilisés.....	81
4.7 La conception et la réalisation d'un coupleur 3 dB	85
4.8 Les lignes de transmission équerre 90 degrés.....	85
4.9 La construction du BFN.....	85
4.10 Simulation des composants du BFN en incluant les effets de supraconductivité.....	89
4.11 Conclusion.....	93

CHAPITRE V HIGH-TEMPERATURE SUPERCONDUCTING BEAM FORMING NETWORK FOR COMMUNICATION SYSTEM APPLICATIONS.....94

SOMMAIRE.....	95
ABSTRACT.....	97
5.1 INTRODUCTION.....	98
5.2 DESIGN PROCEDURE OF BFN CIRCUITS.....	100
5.2.1 Design of 3 dB branch Line Coupler.....	100
5.2.2 Design of 90° Miter Bends.....	102
5.2.3 50 ohm Chip resistor Termination.....	102
5.2.4 Electrical performance of HTS BFN.....	103
5.3 POWER MEASUREMENTS AND INTERMODULATION CHARACTERISTICS.....	105
5.4.1 CONCLUSION.....	106
5.4.2 CONCLUSION.....	108

V CONCLUSION ET RECOMMANDATIONS.....124

6.1 Conclusion.....124

6.2 Recommandations.....124

RÉFÉRENCES.....129

LISTE DES FIGURES

Figure 2.1	Block diagramme des méthodes numériques.....	6
Figure 2.2	Différentes jonctions analysées en utilisant la méthode numérique	
	a) Un saut d'impédance à transition douce incluant un trou au milieu	
	b) Une ligne de transmission équerre	
	c) Une jonction à quatre portes	
	d) Une jonction à trois portes.....	8
Figure 2.3	Les dimensions effectives d'une structure de 1 à trois accès et 1 trou.....	10
Figure 2.4	Paramètres S_{11} de la jonction courbée, coupée et en angle droit.....	12
Figure 2.5	S_{11} de la jonction à 3 ports.....	13
Figure 2.6	Paramètres S de la jonction à 4 ports.....	14
Figure 2.7	Le bloc diagramme d'un amplificateur de puissance.....	16
Figure 2.8	Combineur/diviseur de puissance de forme sinusoïdal en incluant différents type de trous.....	21
Figure 2.9	Procédures de conception d'un amplificateur de puissance incluant le diviseur/combineur de puissance.....	22
Figure 3.1	Schematic view of the proposed new colinearly aligned 1-to-N port multi-hole planar power divider.....	43
Figure 3.2	Arbitrarily shaped 2-port three-hole planar topology used for designing a power divider.....	44
Figure 3.3	Photograph of a fabricated 1-to-3 port one-hole (ellipsoid type) power divider.....	45

Figure 3.4	Calculated results with the developed CAD technique and the commercial package Momentum (HP trademark), compared with experimental results for a designed power divider having the geometry shown in Fig. 3.	
	a) Transmission coefficients.....	46
	b) Return loss.....	47
Figure 3.5	Offset effects predicted by the CAD technique on the return loss for ± 0.5 mm shifts of the ellipsoidal hole with respect to the ideal symmetrical position as well as results for the ellipsoidal hole that is reduced to a circle.....	48
Figure 3.6	Photograph of an experimental 1-to-3 three-hole power divider.....	49
Figure 3.7	Frequency-dependent performance of the transmission and return loss obtained by the CAD technique and measurement of the 3-port three-hole power divider as shown in Figure 6.....	50
Figure 3.8	Measured results of the phase characteristics of the power divider as shown in Fig. 6.....	51
Figure 3.9	Variation of the return loss as a function of the two holes radius changed from the partially optimized dimension of $R_2=0.7$ mm to $R_2=0.4$ mm and $R_2=1.0$ mm.....	52
Figure 3.10	Photograph of a fabricated 1-to-9 port twelve-hole beam-forming network with four sets of cascaded 1-to-3 three-hole power divider.....	53
Figure 3.11	Predicted frequency response of the designed 1-to-9 port twelve-hole beam-forming network (see Figure 10)	
	a) Transmission and return loss;.....	54
	b) Phase.....	55
Figure 3.12	Measured results of the 1-to-9 port twelve-hole beam-forming network intended to compare with the design prediction.	
	a) Transmission and return loss.....	56

	b) Phase.....	57
Figure 4.1	Le diviseur de puissance à 19 ports, le conducteur utilisé est normal, la constante diélectrique est égale à 2.2 et la dimension approximative du circuit est de 10x15 cm.....	60
Figure 4.2	La pénétration du champs dans un conducteur idéal.....	65
Figure 4.3	Le circuit équivalent représente l'admittance par unité cubique du matériaux supraconducteur pour le modèle à deux fluides.....	74
Figure 4.4	L'effet de pénétration du champs dans le matériau supraconducteur.....	78
Figure 4.5	Le schéma bloc du montage de mesure de la capacité à supporter des fortes puissances et de la troisième harmonique d'intermodulations dans des composants supraconducteur.....	80
Figure 4.6	Le système du mesure.....	83
Figure 4.7	Photographie du bloc de la fixture.....	84
Figure 4.8	La photographie du Beamforming network réalisé en utilisant la technologie supraconducteur.....	86
Figure 4.9	Les résultats théoriques du coupleur couplage et transmission.....	91
Figure 4.10	Les résultats théoriques du coupleur isolation et réflexion.....	92
Figure 5.1	Photograph of the HTS 3 dB branch-line coupler in cryogenic split block test fixture.....	109
Figure 5.2	Photograph of the one-to-four HTS beamforming network (BFN) embedded in cryogenic split block test fixture.....	110
Figure 5.3	(a) Theoretical and measured results for the transmission and coupling characteristics of the designed HTS coupler.....	111
	(b) Theoretical and measured results for the return loss and isolation characteristics of the designed HTS coupler.....	112
Figure 5.4	Photographie of two HTS 90 degree bend structures consisting a number of bends with 50% and 70% miter cuts.....	113

Figure 5.5	(a) Measured return loss of the 50 ohm chip terminating a 50 ohm microstrip line on alumina substrate.....	114
	(b) Predicted and measured return loss of the 50 ohm chip terminating a 50 ohm HTS line.....	115
Figure 5.6	Simulated and experimental results for the designed BFN with	
	(a) magnitude performance.....	116
	(b) phase performance.....	117
Figure 5.7	Experimental results input and output return losses for the BFN.....	118
Figure 5.8	Measured results of input power versus output power for the HTS bend at 11.9 GHz.....	119
Figure 5.9	Measured results of input power versus output power for the HTS BFN at 11.9 GHz.....	120
Figure 5.10	Intermodulation measurement of the bend as described in Fig. 4 at 77K and the third-order intercept (IP3) is 64 dB _m	121
Figure 5.11	Insertion loss of the HTS 50 ohm line and of the HTS 90 degree bends with 70 % miter cuts.....	122
Figure 6.1	Amplificateur de puissance proposé de 1 à 6 ports et 3 trous de type circulaire.....	127

LISTES DES TABLEAUX

Tableau 2.1	Différentes formes de combineurs/diviseurs de puissance.....	24
Tableau. 3.1	Simulation data of the designed 1-to-9 port twelve-hole beam-forming network.....	58
Tableau 3.2	Experimental data of the designed 1-to-9 port twelve-hole beam-forming network	58
Tableau 4.1	Les résultats théoriques et expérimentaux du coupleur hybride 3 dB.....	87
Tableau 4.2	Les résultats théoriques et expérimentaux du BFN.....	88
Tableau 4.3	Les résultats théoriques et mesurés des pertes en dB du BFN.....	88
Tableau 4.4	Les résultats de la ligne de transmission équerre 90 degrés coupe 70% en utilisant la méthode de frontières.....	90
Tableau 5.1	Simulated and measured results of the 4 and 6 bend lines with 50% and 70% cuts.....	123

LISTE DES SYMBOLES ET DES ABRÉVIATIONS

CAD :	Computer Aided Design.
HMIC :	Hybrid Microwave Integrated Circuits.
MMIC :	Monolithic Microwave Integrated Circuits.
MIC :	Monolithic Integrated Circuits.
M(H)MIC :	MMIC or HMIC.
BFN :	Beam Forming Network.
HTS :	High Temperature superconductor.
NRD :	Non Radiating Dielectric.
CAO :	Conception assistée par ordinateur.
RAS :	Réseau d'antenne Supraconducteur.
TLM :	Méthode du transmission.
FDTD :	Méthode de différences finies dans le domaine du temps.
BEM :	Méthode des éléments de frontières.
FEM :	Méthode des éléments finies.
MOL :	Méthode de ligne.
MOM :	Méthode du moment.
MS :	Méthode spectrale.
CI :	Méthode du contour intégral.
W_{eff} :	La largeur effective de la ligne du transmission.
W :	La largeur de la ligne du transmission.
f_c :	La fréquence du coupure.
f_n :	La fréquence normalisée.
ϵ_{eff} :	La constante diélectrique effective.
ϵ_r :	La constante diélectrique.
c_0 :	La vitesse de lumière.
Γ_c :	Les frontières de la structure.
E_z :	Le champs électrique.
$N_{1,2,3}$:	Les fonctions quadratiques d'interpolation.
ξ :	La coordonnée normalisée.
N :	Noeuds géométriques.
R_m'' :	Les amplitudes complexes.
CAO :	La conception assistée par ordinateur.
SSPA :	Solid-state power amplifier.
TEM :	Transverse electromagnetic.

∂n :	Dérivée normale.
$H_0^{(2)}(k\vec{r})$:	Fonction de Hankel de second espèce d'ordre zéro.
$H_1^{(2)}(k\vec{r})$:	Fonction de Hankel de second espèce d'ordre un.
α :	α est l'angle entre le vecteur $ \vec{r} - \vec{r}_p $ et la normale à la surface.
δ_{il} :	Kronecker delta.
$\Gamma_{eff,i}$:	Largeur effective du port i^{th} .
$\gamma_{i,n-1}$:	Constant du propagation.
k_o :	Longueur d'onde dans le vide.
S_{11} and S_{21} :	Les paramètres S du dispersion.
TMM3 :	Substrate (Rogers' trademark).
TRL :	Through, Reflect and Line.
Q :	Facteur de qualité.
ρ :	Résistivité.
J :	Densité du courant.
σ :	Conductivité.
Z_s :	Impédance de surface.
R_s :	Résistance de surface.
X_s :	Réactance de surface.
μ_o :	Perméabilité .
δ :	Épaisseur de peau.
m_e :	Masse effective.
\vec{v} :	Célérité de porteur.
q_e :	Charge électrique.
\vec{E} :	Champ électrique.
n_s :	Densité des porteurs supraconducteurs.
Λ :	Équation de London.
\vec{D} :	Induction électrique.
\vec{B} :	Champs magnétique.
T_c :	Température critique.
λ_L :	Profondeur de pénétration.
ξ :	Longueur de cohérence supraconductrice.
a :	Constante numérique de l'ordre de l'unité.
h :	Constante de Planck.
v_F :	Célérité des électrons.
k_B :	Constante de Boltzman.
H_c :	Magnétique critique.

n :	Densité total de porteurs.
n_s :	Densité de porteur supraconducteur.
n_n :	Densité de porteur normal.
m_n :	Masse de l'électron.
τ :	Temps de relaxation d'impulsion.
σ_{eff} :	Conductivité effective.
σ_n :	Conductivité de l'état normal.
TOS :	Taux d'onde stationnaire.
α :	Atténuation.
β :	La phase du constant de propagation.
HFSS :	High Frequency Structure Simulator.
SIM :	Simulation.
MEA :	Measurement.
Min. :	Minimum.
R. L. :	Return Loss.
Deg. :	Degrees.
TWT :	Traveling wave tube.

CHAPITRE I

INTRODUCTION

De nos jours, l'utilisation de combineurs/diviseurs de puissance à N ports dans la conception de circuits micro-ondes joue un rôle important notamment pour des applications telles que les amplificateurs de puissance et les réseaux d'antennes [1, 2]. Le combineur/diviseur de puissance est un composant passif utilisé, par exemple, pour la construction des amplificateurs à haute puissance dans les systèmes de télécommunication (stations de bases de radiotéléphone, radar etc.). Les composants passifs étant très utilisés dans les circuits micro-ondes, il est nécessaire d'obtenir les performances les plus élevées pour satisfaire les exigences de circuits fonctionnant à des faibles pertes et de taille et de poids réduits.

Le développement extrêmement rapide des systèmes de communication (satellite, téléphone cellulaire, radio mobile, etc.) fonctionnant à des fréquences très élevées au-dessus de 1 GHz exige la conception, la modélisation et la caractérisation de nouveaux composants passifs et actifs utilisés pour les équipements de communication. De même, l'amélioration des performances de ces systèmes nécessite l'utilisation de nouvelles technologies de fabrication avancées et la conception de nouvelles structures. Parmi ces technologies, on cite la technologie des supraconducteurs [3], la technologie MMIC "Monolithic Microwave Integrated Circuit" et la technologie MHMIC "Monolithic Hybrid Microwave Integrated Circuit" [4, 5]. Tous ces changements technologiques nécessitent une réévaluation des problèmes associés à la réalisation et à la conception de nouveaux dispositifs. De telles technologies combinent les circuits actifs et passifs sur

un même substrat, ou bien des technologies hybrides comme la technologie des supraconducteurs et semi-conducteurs et, les guides non rayonnant (NRD) "Non Radiating Dielectric" et planaire [6, 3].

L'objectif principal de notre sujet de recherche est de concevoir de nouveaux diviseurs/combineurs de puissance pour les applications ayant un lien avec les amplificateurs de puissance ou les réseaux d'antennes. Le nouveau dispositif a comme avantage les positions des ports placés d'une façon linéaire et alignés, ce qui permet de les cascader facilement avec d'autres composants. Ce combineur/diviseur de puissance peut remplacer les circuits de topologies classiques ou de Wilkinson qu'on retrouve soit dans les amplificateurs de puissance, soit dans les réseaux d'antennes [7, 8]. La conception ci-dessus des circuits est faite à partir de l'outil numérique développé. Nous avons généralisé la méthode numérique utilisée pour analyser des structures complexes avec des courbures aux frontières et des discontinuités à l'intérieur [8, 9]. Donc, l'utilisation de cette méthode numérique efficace nous a permis d'analyser, de concevoir et de réaliser ces nouvelles structures. L'importance de ces nouvelles structures est l'élimination du trou de connexion au plan de masse "via hole" et l'alignement de la structure. La thèse est organisée de la façon suivante :

Le deuxième chapitre présente une introduction générale sur les méthodes numériques [10]. Aussi, nous présentons la méthode numérique utilisée pour analyser et concevoir des composants passifs planaires de forme particulière. La méthode est généralisée pour analyser et concevoir le nouveau diviseur de forme arbitraire [9]. L'analyse et la caractérisation de ce nouveau combineur/diviseur de puissance sont faites par le programme développé. Celui-ci deviendra un outil majeur dans la conception des composants passifs et trouve sa place parmi les logiciels de conception assistée par ordinateur CAO, ("Computer Aided Design" CAD). De même, une étude sur différents diviseurs de puissance est décrite.

Le troisième chapitre est consacré à la présentation des avantages des nouveaux composants. Dans ce chapitre, nous présenterons la conception et la réalisation des nouveaux diviseurs de puissances [9]. Pour valider la démarche suivie, nous avons fabriqué des diviseurs de puissance en utilisant la technologie HMIC "Hybrid Microwave Integrated Circuit" dans la bande Ku 14-15 GHz. Les étapes de conception des diviseurs sont expliquées. Nous avons cascadié 4 diviseurs de puissances de 1 à 3 voies pour former un nouveau diviseurs de 1 à 9 voies.

Le quatrième chapitre décrit les motivations et les potentiels d'utilisation des circuits supraconducteurs et leurs applications dans les circuits micro-ondes ainsi que la théorie pour comprendre les effets de la supraconductivité. Dans cette partie, les calculs de la conductivité et de l'impédance de surface sont présentés. Les étapes détaillées de l'analyse, la réalisation et la caractérisation du BFN (Beamforming network) en utilisant la nouvelle technologie HTS (High temperature superconductor) sont présentées.

Le cinquième chapitre présente la conception et la réalisation de RAS (Réseau d'antenne supraconducteur) opérant dans la bande X 11.7-12.2 GHz [2, 7]. Les techniques de conception et de mesure sont expliquées, et les résultats théoriques et expérimentaux des circuits sont traités. Les mesures expérimentales de la non-linéarité sont présentés. L'inconvénient de ces RAS de 1 à 4 voies est l'impossibilité de fabriquer un trou de mise à terre "via hole" en utilisant la technologie supraconductrice. L'importance de cette étude réside dans la réalisation pour la première fois d'un BFN en utilisant la nouvelle technologie des supraconducteurs et en utilisant une technique de conception classique.

Dans le dernier chapitre, nous présentons une conclusion générale du travail. Les recommandations pour les travaux futurs sont données.

CHAPITRE II

CHOIX DE LA MÉTHODE NUMÉRIQUE POUR ANALYSER DE NOUVEAUX CIRCUITS PLANAIRES DE FORMES ARBITRAIRES À N ACCÈS ET N TROUS

Comme on a vu, le développement rapide de systèmes de communication fonctionnant à de très hautes fréquences nécessite l'utilisation de nouvelles technologies et de nouvelles structures. Les technologies intègrent des composants passifs et actifs sur un même circuit. Ces développements ont conduit à l'emploi des méthodes numériques pour construire des logiciels appelés CAO (Conception assistée par ordinateur). L'importance des CAO est de diminuer les coûts excessifs de fabrication des dispositifs actifs et passifs dans les systèmes de communication. Les CAO seront utilisés comme un outil pour la conception des circuits en fréquences micro-ondes et millimétriques. Dans notre étude, la méthode des intégrales de frontières combinée avec le modèle guide d'onde planaire est utilisée. Le choix de la méthode est basé sur le temps d'exécution rapide pour analyser et simuler la nouvelle structure et pour sauver l'espace mémoire. Ces deux facteurs sont très importants pour concevoir de nouveaux circuits micro-ondes plus complexes. Selon notre expérience personnelle le couplage de la méthode avec des algorithmes d'optimisation donne à la méthode une efficacité très puissante pour concevoir de nouvelles structures micro-ondes. Dans la section qui suit, on va présenter différentes méthodes numériques qui sont utilisées pour la conception des structures

micro-ondes et le choix de la méthode utilisé pour analyser et simuler les nouvelles structures.

2.1 Choix de la méthode numérique

Les premières méthodes numériques ont débutées dans le régime quasi statique en approximant les densités des courants sur les rubans [11]. Pour des fréquences très élevées l'utilisation de ces approches est limitée et ne satisfait pas les besoins pour des structures complexes comme les circuits de transition. Une approche numérique plus générale en trois dimensions paraît aussi de plus en plus nécessaire (Three dimensional Electromagnetic and Full wave analysis).

Les approches théoriques peuvent être classifiées en deux groupes. Le premier groupe est pure numérique, elle consiste à la discrétisation ou subdivision des structures, parmi ces approches on cite la méthode des lignes de transmission (TLM) [12], la méthode des différences finies dans le domaine temporel ou de fréquence (FDTD) [13], la méthode des éléments de frontières (BEM) [14] et la méthode des éléments finis (FEM) [15]. L'avantage de ces méthodes est la simplicité de leur formulation, cependant elles nécessitent beaucoup de mémoires et par suite, des temps d'exécution longs (CPU time memory and storage). Le deuxième groupe est quasi numérique, elle est basé sur les techniques des équations intégrales et différentiels avec modèle quasi analytique. Ce groupe fournit plus d'efforts dans la formulation analytique des problèmes ce qui réduit le temps de calcul. Parmi ces méthodes, on cite la méthode de raccordement (Mode Matching) [16], la méthode des lignes (MOL) [17], la méthode des moments (MOM) [18], la méthode spectrale (MS) [19] et le contour intégral (CI) pour les détails de cette méthode voir [20]. La classification des différentes méthodes théoriques est donnée dans le block diagramme qui suit (voir la figure 2.1). Vu que les structures à analyser ont des

longueurs électriques grandes, deux méthodes peuvent être choisies : la méthode des éléments de frontière et la méthode de contour intégral [21, 22 et 23].

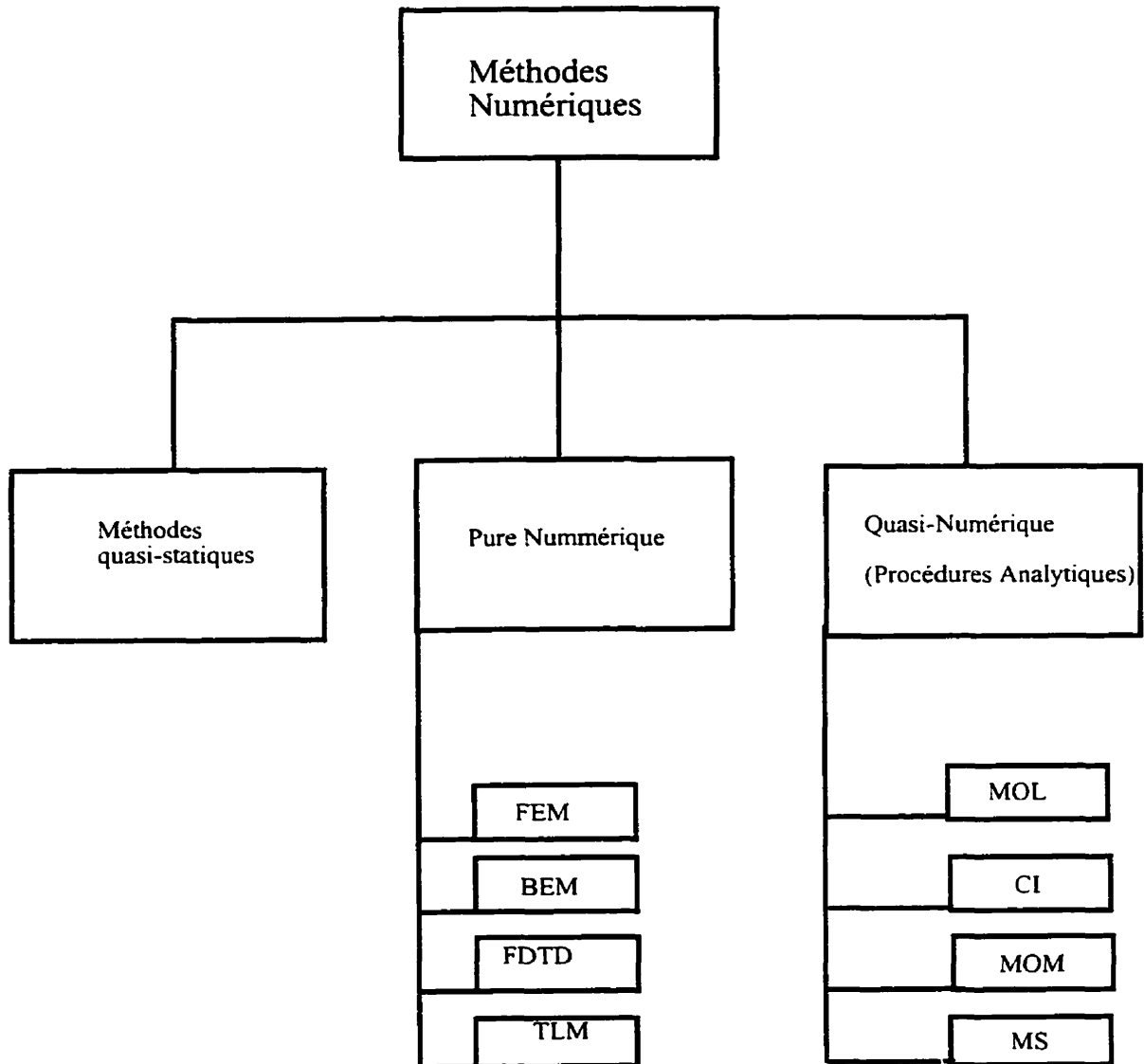


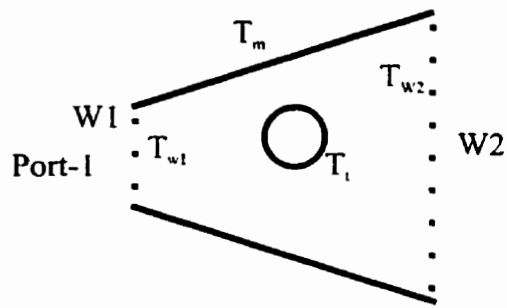
Figure 2.1 Bloc diagramme des méthodes numériques.

L'approche présentée pour analyser nos nouveaux diviseurs combineurs de puissance est une combinaison entre la méthode des éléments de frontières et le modèle du guide

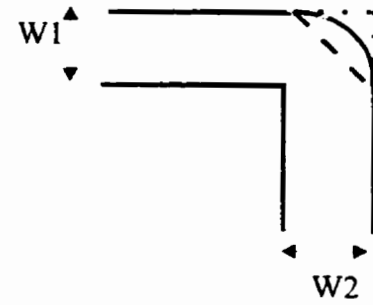
d'ondes planaire. Cette algorithmne est développée tout d'abord dans [10] pour simuler des circuits micro-ondes en utilisant la technologie des guides d'ondes. Elle fut ensuite développée pour simuler des circuits planaires. Nous avons élargi cette méthode efficace et rapide pour trouver les performances voulues des nouvelles structures à géométrie arbitraire. Donc notre contribution est de développer la méthode pour analyser de nouveaux diviseurs de puissance [8, 9].

2.2 Combinaison de la méthode des éléments de frontières avec le modèle des guides d'ondes analytiques

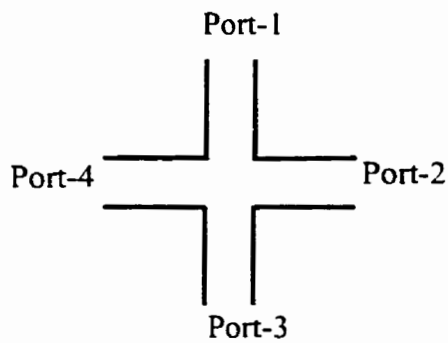
Dans cette partie, nous présentons la méthode utilisée pour résoudre les circuits planaires illustrés à la figure 2.2. Cette approche est basée sur une combinaison de la méthode des éléments de frontières (Boundary Elements) sur les parois du ruban, et du développement modal dans les lignes de transmission à l'entrée ou à la sortie. Les avantages de cette approche résident dans le fait qu'elle permet d'obtenir directement les matrices de répartition S , qu'elle contient seulement des intégrales de contour, et qu'elle permet éventuellement de calculer le champ électromagnétique normalisé sur les frontières de la région de discontinuité. Ses limites pour le moment sont les difficultés de sa formulation pour des milieux à plusieurs couches, et du calcul des dimensions effectives pour une forme arbitraire. L'avantage de la méthode des éléments de frontières est la discrétisation en éléments qui se fait juste sur le contour de la région de discontinuité. Les figure 2.2 a), b), c) et d) montrent différentes jonctions micro-ondes. Les résultats numériques des structures b), c) et d) sont présentés dans la section 2.3. Dans la section qui suit, on décrira les éléments de la méthode qui sont nécessaires pour la compréhension de sa formulation (voir chapitre 3). On va débiter par le modèle utilisé



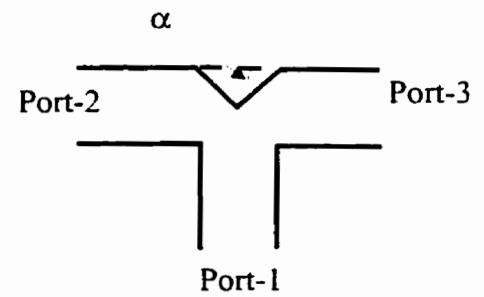
a)



b)



c)



d)

Figure 2.2 Différentes jonctions analysées en utilisant la méthode numérique

- a) Un saut d'impédance à transition douce (taper) incluant un trou au milieu
- b) Une ligne de transmission équerre
- c) Une jonction à quatre portes
- d) Une jonction à trois portes

dans la méthode des éléments de frontières pour calculer les dimensions et les paramètres effectifs.

2.3 La méthode utilisée

L'analyse des dispositifs planaire micro-ondes nécessite un modèle précis. Le modèle guide d'onde est constitué d'un guide à deux plaques parallèles équivalentes. Les champs entre les plaques ne sont pas déformés. Le modèle doit décrire le champ électromagnétique et les paramètres qui caractérisent la ligne (impédance caractéristique et vitesse de phase). Ce modèle prend en considération les effets de bord des champs entre les conducteurs (fringe field). La largeur effective est calculée par [23, 24]:

$$W_{eff} = W + \frac{W_{eff}(f=0) - W}{1 + \frac{f}{f_c}} \quad (1)$$

tel que

$$f_c = \frac{c_0}{2W\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2)$$

W et ϵ_r sont des paramètres physiques du micro ruban et c_0 est la vitesse de lumière. La constante diélectrique effective est proposée par [24] :

$$\epsilon_{eff} = \epsilon_r - \frac{\epsilon_r - \epsilon_{eff}(f=0)}{1 + \left(\frac{f}{f_n}\right)^m} \quad (3)$$

tel que f_n est la fréquence normalisée, le paramètre m est donné dans la référence [24]. Donc le circuit est considéré comme un guide d'onde rectangulaire avec les murs magnétiques sur les deux côtés. La figure 2.3 illustre les dimension effectives d'une structure à trois portes et un trou.

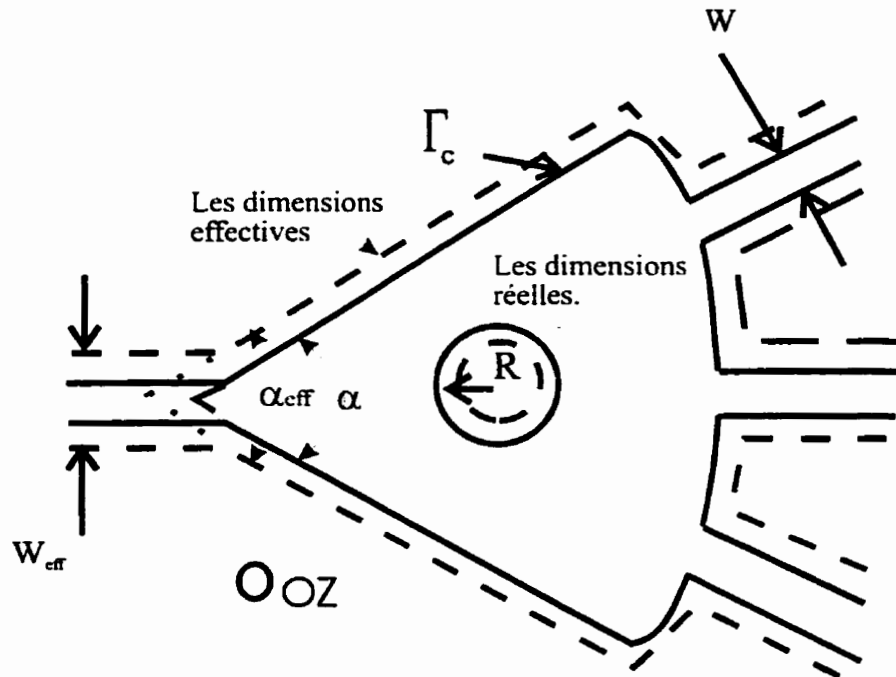


Figure 2.3 Les dimensions effectives d'une structure de 1 à 3 portes et 1 trou

Le champ électrique d'un guide rectangulaire sont expliqués dans le chapitre 3.

2.3.1 Éléments de frontières

Divisons les frontières Γ_c en plusieurs éléments. E_z peut être approximé, sur chaque élément par :

$$E_z = N_1 E_{z1} + N_2 E_{z2} + N_3 E_{z3} = (N_1 \quad N_2 \quad N_3) \begin{Bmatrix} E_{z1} \\ E_{z2} \\ E_{z3} \end{Bmatrix} \quad (4)$$

E_{z1} , E_{z2} et E_{z3} sont les valeurs du champs électrique E_z sur les points nodaux 1, 2 et 3. N_1 , N_2 et N_3 sont les fonctions quadratiques d'interpolation. elles sont définies dans [22].

Ces équations sont de la forme suivante :

$$N_i = A_i \xi^2 + B_i \xi + C_i \quad (5)$$

ou

$$\begin{array}{lll} A_1 = 1/2, & A_2 = 1/2, & A_3 = -1 \\ B_1 = -1/2, & B_2 = 1/2, & B_3 = 0 \\ C_1 = 0, & C_2 = 0, & C_3 = 1 \end{array}$$

et ξ est la coordonnée normalisée de ses N noeuds géométriques. La description de la discrétisation du parcours et la connexion entre les différents trous sont expliquées dans l'ouvrage [20].

2.3.2 Formulation matricielle

L'équation intégrale est transformée en un système linéaire, la solution de ce système nous permet d'obtenir les paramètres S de la jonction. La résolution de ce système linéaire nous donne des amplitudes complexes R_m'' des ondes qui se propagent dans la jonction. Le système linéaire peut être écrit sous une forme explicite :

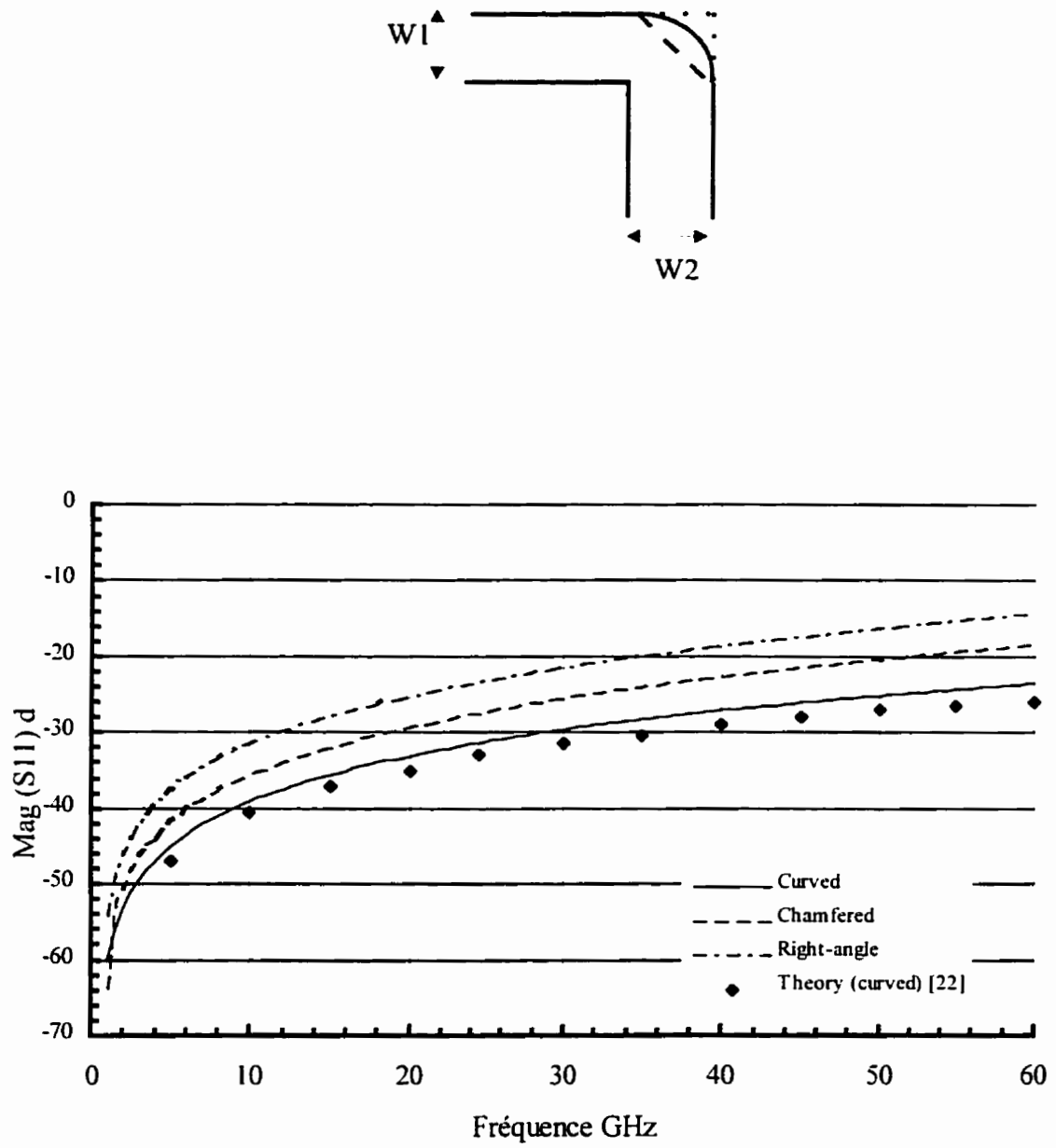


Figure 2.4 Paramètres S_{11} de la jonction courbée, coupée et en angle droit [10].

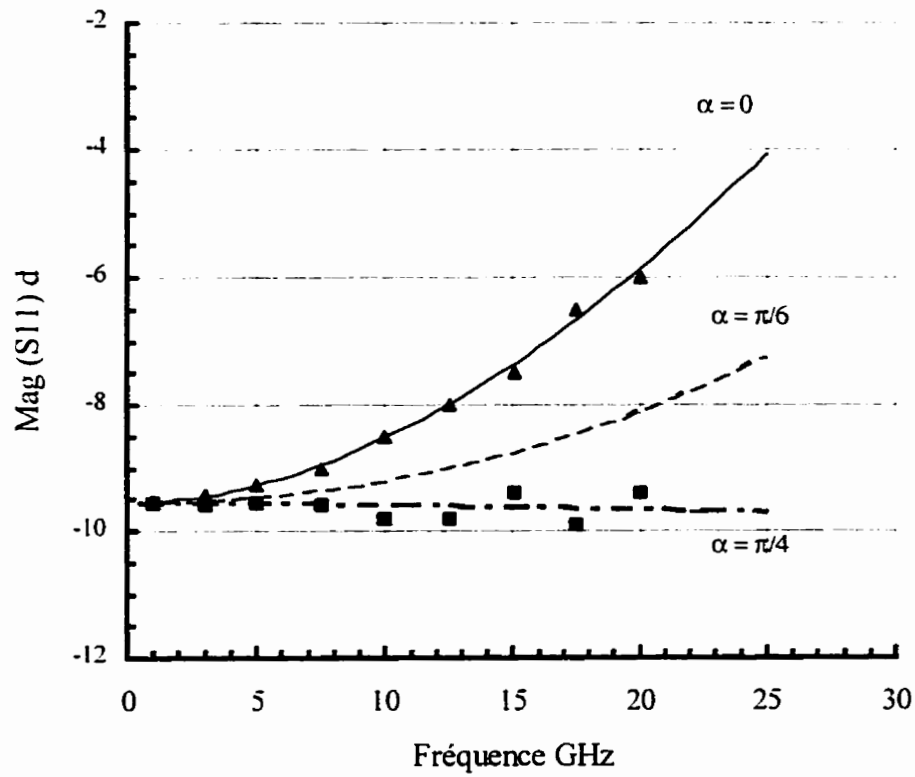
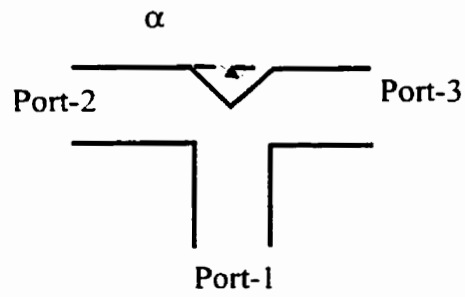


Figure 2.5 S_{11} de la jonction à 3 ports. Les triangles et les carrés sont les résultats de mesures [10].

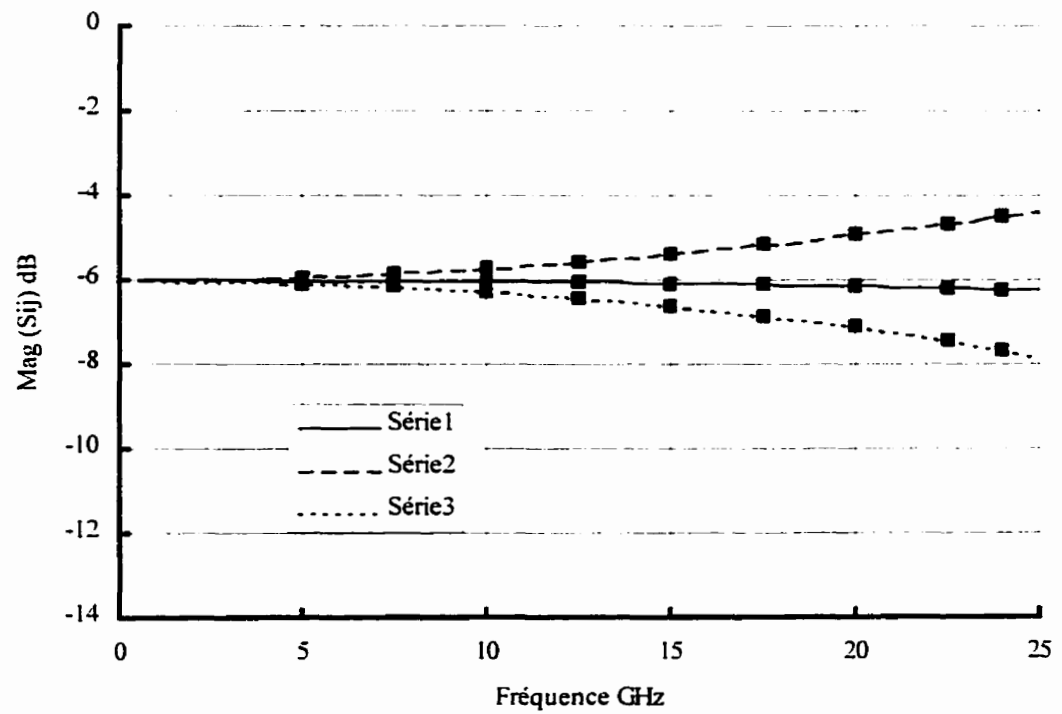
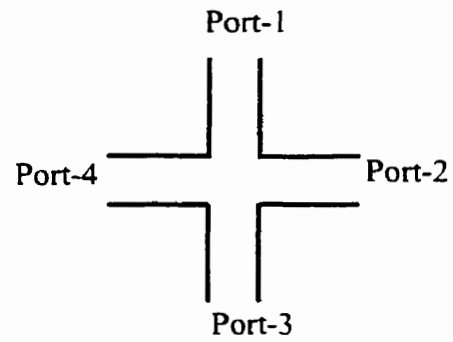


Figure 2.6 Paramètres S de la jonction à 4 ports.
Les carrés sont les résultats de la littérature [19]

$$[A] \left\{ \begin{Bmatrix} R \\ E_z \end{Bmatrix} \right\} = \{V\} \quad (6)$$

Les détails des éléments de la matrice sont expliqués dans le chapitre 3. Les effets des pertes sont intégrés dans les programmes en utilisant des équations analytiques [23]. Pour valider cette approche, on a analysé plusieurs jonctions à N ports. Ces jonctions seront utilisées dans la conception des circuits de polarisation et d'adaptation de la cellule amplificatrice.

2.3.3 Résultats et discussion [10]

Pour valider la méthode développée nous avons analysé les circuits de la figure 2.2. La figure 2.4 nous montre la variation des amplitudes de réflexion d'une jonction discontinue courbée, coupée ou en angle droit en fonction de fréquence. La largeur de ligne pour la jonction est de $73 \mu m$, la constante diélectrique est de 12.9 et l'épaisseur du substrat est de $100 \mu m$. Ces résultats se comparent bien avec les mesures. La figure 2.5 nous montrent les variations des paramètres S avec la fréquence pour une jonction à 3 ports. Les dimensions de la jonction à 3 ports sont les largeurs des ports sont 0.6 mm, la constante diélectrique est de 9.9 et l'épaisseur est de 0.635 mm. Les résultats théoriques concordent avec les mesures. La figure 2.6 montre les résultats théoriques pour une analyse faite pour une jonction à 4 ports. Ces résultats se comparent bien avec les résultats dans la littérature [19]. Les largeurs des ports sont égales à 0.6 mm, la constante diélectrique à 10.2 et l'épaisseur du substrat à 0.635 cm. Nous pouvons donc appliquer notre outil de CAO à l'étude de circuits à 3 ports et un trou ou trois trous illustrées au chapitre 3. Toutes ces jonctions et circuits peuvent être utilisées pour la conception d'amplificateur de puissance afin d'obtenir de meilleures performances.

2.4 Généralités sur les diviseurs/combineurs de puissance

Le combineur/diviseur de puissance est un élément essentiel dans la conception des amplificateurs de puissance. Un amplificateur de très haute puissance est un circuit formé de plusieurs diviseurs/combineurs de puissance et de dispositifs semi-conducteurs identiques (cellules amplificatrices). Ces dispositifs sont combinés en parallèle en utilisant N diviseurs à l'entrée et N combineurs à la sortie. Ce type d'amplificateurs est utilisé dans les systèmes de communication. La figure 2.7 illustre le block diagramme d'un amplificateur de puissance. Dans la plupart des applications, chacune des cellules amplificatrices sont identiques et il en est de même pour les parties passives. Le principe

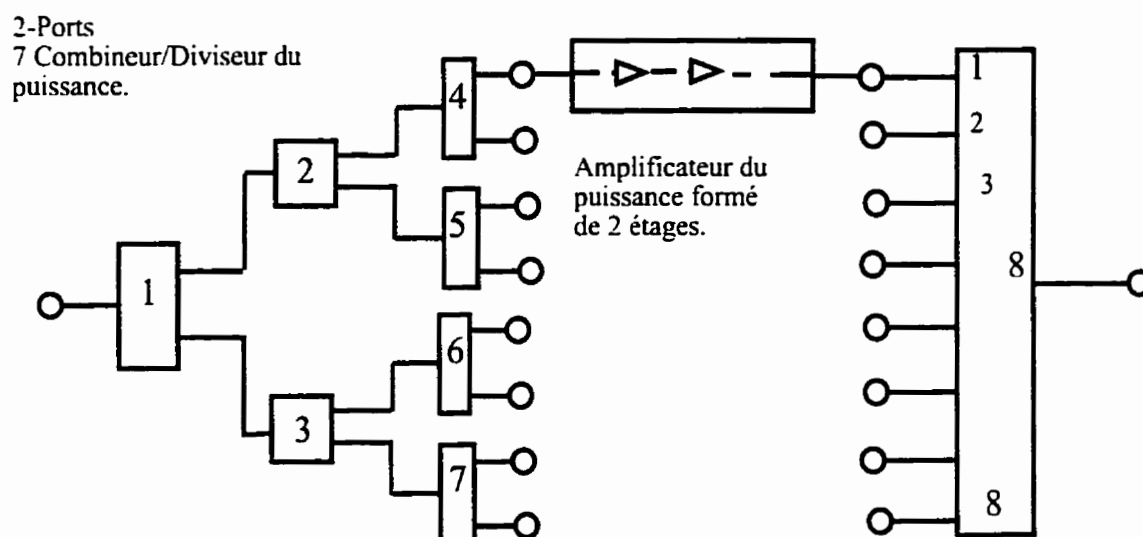


Figure 2.7 Le bloc diagramme d'un amplificateur de puissance.

de combineur/diviseur de puissance est de diviser/combiner le signal amplifié à l'entrée/sortie en plusieurs signaux identiques. Il est à noter que la recombinaison finales des signaux, n'est faite qu'au moment où l'on obtient le niveau de puissance désiré. Il existe une vaste littérature sur les combineurs/diviseurs de puissance. Donc le bon choix d'un combineur/diviseur de puissance est très important pour obtenir les performances voulues.

2.5 Différentes topologies des diviseurs/combineurs de puissance

Dans cette section nous présentons différentes topologies de diviseurs/combineurs de puissance . Il existe dans la littérature plusieurs manières d'analyser, de caractériser, de concevoir et de réaliser des diviseurs/combineurs de puissance. Ces diviseurs/combineurs de puissance sont divisés en deux groupes: Le premier groupe formé de circuits planaires et le second groupe constitué de circuits non planaires comme des guides d'ondes rectangulaires ou circulaires. Parmi le premier on cite, les diviseurs sectoriels, sinusoïdaux et les diviseurs exponentiels où de forme arbitraire [25, 26]. Le second groupe comprend des combineurs/diviseurs de puissance Wilkinson à N ports [27], la topologie ligne radiale à n accès, utilisant les lignes micro ruban [28], ou des guides d'onde [1] et les diviseurs en fourchette à n accès [29]. Les diviseurs/combineurs de puissance planaire sont plus utilisables du à leur intégration facile avec les amplificateurs planaire à faible coût. De plus, ces diviseurs/combineurs éliminent l'utilisation des transitions et présentent un faible coût de fabrication. Dans la section qui suit, on présente les avantages et les inconvénients de chaque type de diviseurs de puissance.

2.6 Avantages et inconvénients des différentes formes de diviseurs de puissance

Comme on vient de mentionner plus tôt, dans la littérature, différentes formes de combineurs/diviseurs de puissance existent qui dépendent de la technologie de fabrication:

- a) Les diviseurs de type parallèle le plus répandu sont les coupleurs hybrides 3 dB. Il existe deux types de coupleurs hybrides, le premier est le coupleur hybride en phase de 180 degré et le deuxième type les coupleurs hybrides en quadrature de phase 90 degré. Ces coupleurs sont cascades pour construire des diviseurs/combineurs de puissance à 2^N ports [30]. Les inconvénients sont les pertes grandes, les longueurs des lignes de transmission $\lambda / 4$ normalement exigée.
- b) Le combineur/diviseur de Wilkinson à N voies développé par [27] : Les avantages de ce dispositif sont les bonnes isolations entre les ports de sortie (entrée), l'efficacité élevée et des pertes modérées. Les inconvénients sont l'obligation d'utiliser un dispositif complexe pour un nombre d'accès supérieur à deux, une puissance supportée faible et une difficulté d'intégration avec la technologie MMIC. On peut cascader un nombre binaire de diviseurs 3 dB, mais cette combinaison donne des pertes très élevées pour $N \geq 4$ et de plus elle est limitée pour un nombre entier pair 2^n . Un autre inconvénient est la grande taille du circuit. La taille du circuit croît rapidement lorsque qu'on augmente le nombre des accès.
- c) La topologie de la ligne radiale hybride entre les technologies planaires et coaxiales développée par [28] : Les avantages sont les bonnes isolations et les pertes modérées. Les inconvénients sont la forme du dispositif complexe due à l'alimentation au centre, la difficulté de l'intégrer avec la technologie MMIC, la distribution des accès dans toutes les directions du dispositif (qui impose des discontinuités ce qui augmente les pertes du circuit) et de plus l'assemblage difficile du à l'alimentation verticale à l'entrée du dispositif.

- d) La topologie présentée par Fourchette à N accès [29] : Les avantages de ce dispositif sont la possibilité de l'intégrer avec la technologie MIC, les bonnes isolations à la sortie et la bonne efficacité. Les inconvénients sont les pertes élevées dans les résistances, une réalisation physique pas toujours possible le dispositif est non cohérent (difficultés de fixer les résistances) et de plus la limitation du nombre des ports à la sortie ($N \leq 4$). On note que lorsqu'une des cellules amplificatrices ne fonctionne pas, on a des grandes dissipations de puissance dans les résistances du dispositif d'isolations.

Étant donné que ces combineurs/diviseurs de puissance ne répondent pas à nos besoins, à cause de leurs difficultés d'intégration en technologie MMIC et de la limitation de puissance, nous avons étudié d'autres formes planaires.

- a) La topologie à disque radial planaire à N accès. Cette forme est étudiée par [31]. Ses inconvénients sont une topologie complexe (3 dimensions), des pertes élevées et la présence de discontinuités lors de l'intégration avec les cellules amplificatrices.
- b) La topologie sectorielle planaire : l'ouverture de la surface sectorielle est soit un sous multiple de 180 degrés comme proposé [32], soit un angle arbitraire comme proposé et analysé par [33, 34, 35]. Les avantages sont la forme simple, les ports à la sortie quasi alignés et la facilité d'intégration avec d'autres technologies. Les inconvénients sont les pertes modérées et les isolations modérées. Les mêmes combineurs/diviseurs de puissance sont étudiés en introduisant des connections au plan de masse 'via hole' à la frontière pour élargir la bande d'opération [32]. La figure 2.3 illustre un combineur/diviseur de puissance sectorielle à 3 ports et un trou de type circulaire. Cette topologie peut être utilisée pour cascader plusieurs combineurs/diviseurs de puissance. Vu que la forme est circulaire, le nombre des ports à la sortie (entrée) est limitée.
- c) La nouvelle topologie sinusoïdale planaire développée par [9, 25]. Cette forme est plus performante que la forme sectorielle. Nous avons choisi cette structure, vu que la géométrie sinusoïdale est compacte. Le principe d'opération de la nouvelle

topologie, en l'absence de trous, suppose que le signal arrive à divers ports de sortie avec une différence de déphasage à cause des différents chemins de parcours. Alors, le principe d'opération de la nouvelle topologie est que des trous placés à l'intérieure de la structure retardent les signaux qui ont des chemins de parcours les plus courts. Donc, les arrivées des signaux peuvent être synchronisées avec un choix approprié des positions de trous et de leurs dimensions. Ceci est une application de quasi optique, dont le principe est la diffraction de l'onde par les obstacles. L'analyse de la structure élimine l'utilisation des lignes de transmissions de longueur un quart d'onde. Les avantages de la structures sont listés dans la section qui suit.

2.6.1 Les avantages de la nouvelle topologie

Comparé aux autres topologies classiques, ce type de structures possède des contours sinusoïdaux et elle a la particularité d'avoir des ports de sortie placés de façon colinéaire, Les avantages du diviseur/combineur de puissance sont les suivants :

- Ses voies à la sortie (entrée) sont alignées ce qui élimine l'utilisation des discontinuités comme les transitions, les lignes courbées, les jonctions T etc. De plus, il est possible de la cascader avec d'autres composants tels des coupleurs 3 dB.
- Les phases et les amplitudes aux sorties peuvent être ajustée par l'introduction de trous.
- La forme de la topologie sinusoïdale et la forme des arcs à la sortie (l'entrée) diminuent les réflexions et les isolations.
- La possibilité de contrôler les largeurs des lignes micro-ruban lorsque le combineur/diviseur de puissance est connecté aux cellules amplificatrices, permet de diminuer les dimensions du circuit et par la suite les pertes. La modification de la largeur des ports à la sortie élimine l'introduction des transformateurs quart d'onde.
- Il est possible de l'intégrer avec d'autres technologies MMIC, MIC et MHMIC.

- Un nombre N quelconque d'entrée/sortie peut être considéré N ports de sortie /entrée $N = 10$.
- La largeur de la bande de fréquence peut être plus grande.

La figure 2.8 illustre la forme sinusoïdale en incluant les trous de formes circulaire ou ellipsoïdale. Un bon choix de combineur/diviseur de puissance est nécessaire pour minimiser les pertes, simplifier la configuration du circuit et augmenter ses performances en éliminant l'utilisation des discontinuités, et pour diminuer les dimensions. Le tableau 2.1 montre les avantages et les inconvénients des différentes formes de combineurs/diviseurs de puissance. Dans la section qui suit, on va expliquer les procédures de conception du combineur/diviseur de puissance sinusoïdal.

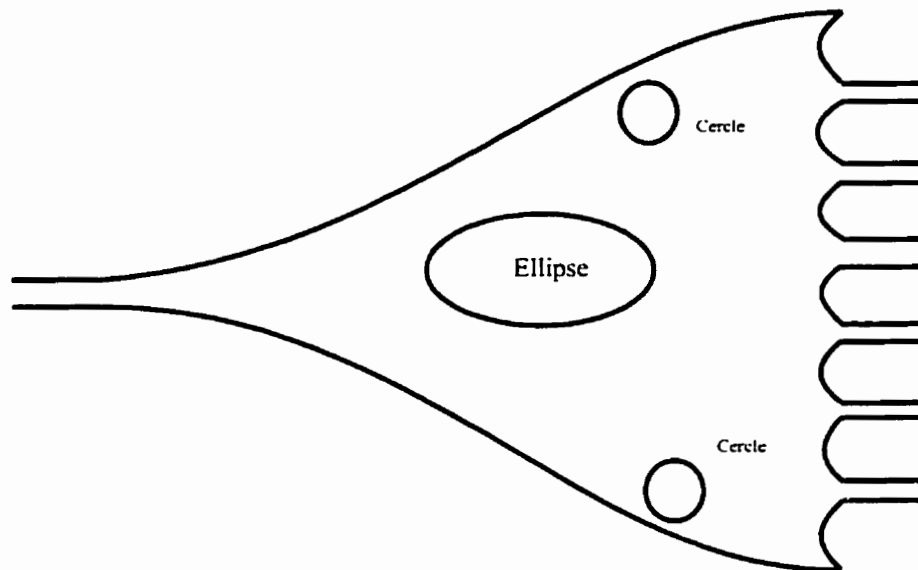


Figure 2.8 Combineur/diviseur de puissance de forme sinusoïdale en incluant différents type de trous

2.7 Procédures de conception du combineur/diviseur de puissance

La figure 2.9 présente les procédures de conception du combineur/diviseur de puissance. Dans une première étape, les spécifications du dispositif sont données, puis une méthode

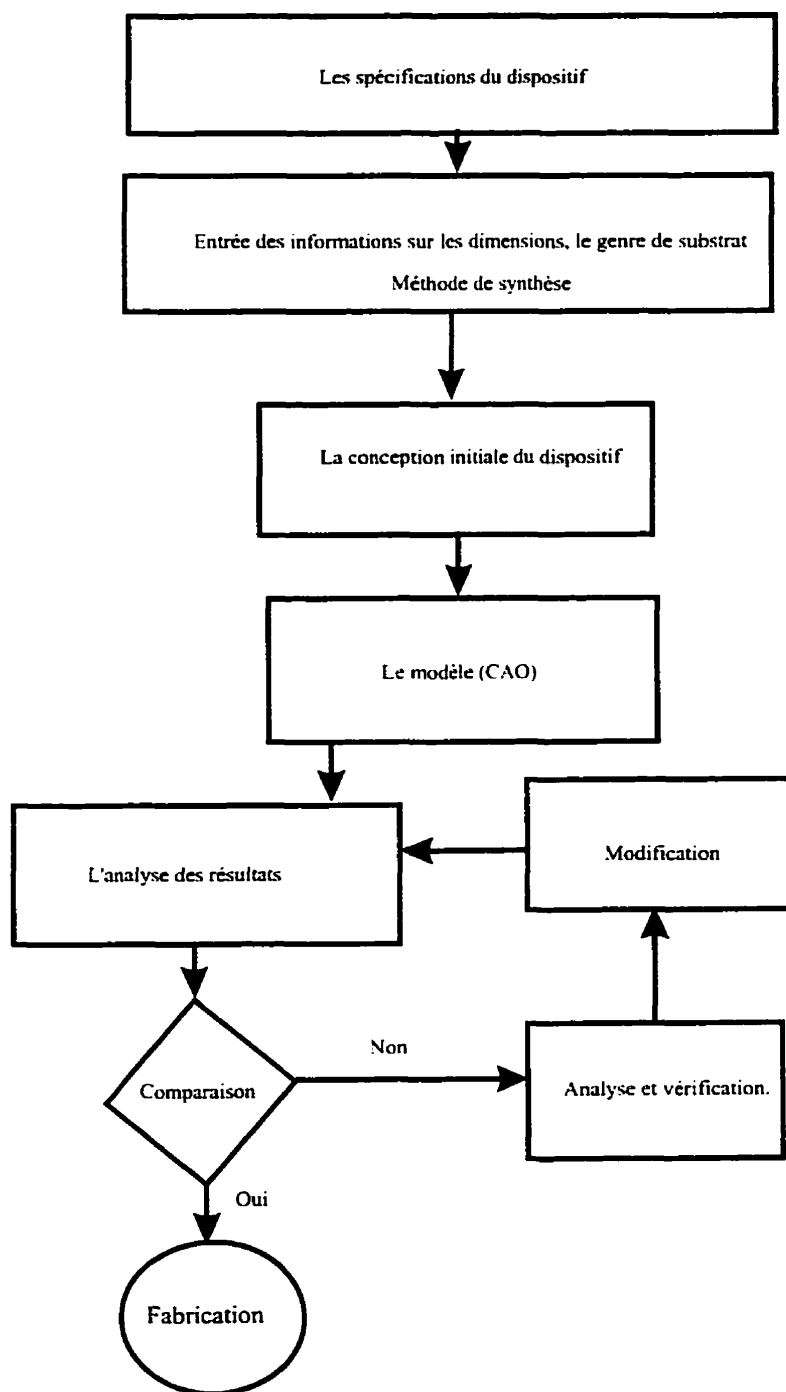


Figure 2.9 Procédures de conception d'un amplificateur de puissance

incluant le diviseur/combineur de puissance. de synthèse est donnée pour générer les informations de la conception initiale du dispositif. Lors de l'analyse et de la synthèse il est parfois judicieux de commencer, par le calcul d'une petite impédance à une impédance plus grande (saut d'impédance), la longueur des dispositifs conçus est un nombre de fraction de longueur d'onde. Les informations nécessaires sont les dimensions, la méthode de fabrication (technologie) et la nature du substrat. L'analyse des résultats du modèle est faite en utilisant la CAO développée dans le chapitre suivant. La caractérisation du dispositif obtenu est comparée avec les spécifications. Si les résultats satisfont les spécifications données, on fait le dessin des masques et le dispositif est envoyé à la fabrication. Sinon, on refait une analyse et une vérification des résultats après avoir modifier les dimensions du dispositif. On note que plusieurs itérations sont nécessaires pour atteindre les spécifications voulues voir figure 2.9 pour les procédures de conception.

2.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté différentes méthodes numériques utilisées pour analyser des circuits micro-ondes. Nous avons choisi la méthode de la frontière efficace pour analyser des circuits de formes arbitraires comprenant des discontinuités à l'intérieur. De plus, dans ce chapitre nous avons décrit les différents diviseurs/combineurs de puissance existants et montré que le choix du diviseur sinusoïdal, est celui qui donne les meilleurs performances. Dans le chapitre 3, on va présenter la technique de conception de nouveaux diviseurs à plusieurs ports et plusieurs trous et les détails de la méthode développée sont expliqués, de même les résultats théoriques et mesurés sont examinés.

Tableau 2.1 Différentes formes de combineurs/diviseurs de puissance.

La forme des dispositifs	Avantages	Inconvénients
Wilkinson à N accès [27]	<ul style="list-style-type: none"> - Bonne isolation - Efficacité élevée - Pertes modérées 	<ul style="list-style-type: none"> - Non planaire pour $N > 2$. - La puissance supportée est faible (Power handling) - Difficulté de l'intégrer avec la technologie MMIC
Ligne radiale à N accès [28]	<ul style="list-style-type: none"> - Bonne isolation - Plossaire - Supporter des puissances modérés ou grande selon la technologie d'utilisation 	<ul style="list-style-type: none"> - Difficulté de l'intégrer avec la technologie MMIC. - Pertes importantes en connexions. - Assemblage difficile due à l'alimentation vertical.
Coupleurs hybrides 3 dB [30]	<ul style="list-style-type: none"> - Possibilité de l'intégrer avec la technologie MMIC - Bonne isolation - Bonne efficacité - Puissances modérées 	<ul style="list-style-type: none"> - Nécessité d'un mise à masse pour $N > 2$ - Pertes modérés - Limitation du nombre des ports à la sortie ($N \ll 4$)
Radiale planaire à n accès [31]	<ul style="list-style-type: none"> - Large bande - Isolation modérée 	<ul style="list-style-type: none"> - Dispositif complexe - Pertes élevées - Difficultés de l'intégrer avec la technologies MMIC
Sectorielle planaire [32]	<ul style="list-style-type: none"> - Topologie simple - Ports à la sortie quasi alignés - Intégré avec les technologies 	<ul style="list-style-type: none"> - Pertes modérées - Isolations modérées
Planaire sinusoïdale avec saut d'impédance (Taper) [9, 25]	<ul style="list-style-type: none"> - Topologie simple - Ports à la sortie alignés (élimine les discontinuités) - Possibilité de l'intégrer avec la technologie MMIC - Les trous balancent les phases et les amplitudes de transmission à la sortie - Les dimensions des circuits sont petites - N ports de sortie (entrée) 	<ul style="list-style-type: none"> - Pertes modérées - Vu la forme sinusoïdale et les arcs à la sortie les réflexions et les isolations sont réduites.

CHAPITRE III

DESIGN TECHNIQUE AND PERFORMANCE ASSESSMENT OF NEW MULTI-PORT MULTI-HOLE POWER DIVIDER SUITABLE FOR M(H)MICs

Article soumis au journal

'IEEE Transactions on Microwave Theory Technique'

Hassan KOBEISSI, Student Member IEEE and Ke WU, Senior Member, IEEE*

Poly-Grames Research Center, École Polytechnique de Montreal,

Case Postal 6079, Succ. "Centre Ville"

Montreal (Quebec), Canada H3C 3A7.

Tel: (514) 340 4032 Fax: (514) 340 5892

*on leave from the above institution and currently with

Telecommunications Research Center, Department of Electronic Engineering

City University of Honk Kong, Tat Chee Avenue, Kowloon, Hong Kong.

SOMMAIRE

Dans le chapitre deux, nous avons présenté différentes formes de diviseurs/combineurs de puissances. Parmi ces diviseurs on cite, les diviseurs de type parallèles en cascadeant les coupleurs hybrides 3 dB, les diviseurs de puissances de Wilkinson, les structures planaires à disque ou sectorielle vu que ces types ne répondent pas à nos spécifications. Nous avons choisi la structure qui répond à nos besoins telle que les avantages sont les éliminations des lignes de transmissions de longueur un quart d'onde, des mises à terres, l'utilisation des résistances, des ports à la sortie/entrée alignés d'où la possibilité de la cascader pour former un BFN. La méthode classique de conception du BFN consiste à faire un diviseur/combineur de puissance à l'aide de coupleurs 3 dB et des lignes de transmission pliées (bend). Les inconvénients de ce diviseur/combineur de puissance sont les dimensions très grandes et des pertes ohmiques considérables. Dans cette étude nous allons proposer une nouvelle topologie dont la géométrie compacte devrait permettre d'obtenir des performances supérieures à celles de la topologie classique. Ceci est rendu possible car la nouvelle conception évite d'utiliser les nombreux éléments standards peu performants. Pour analyser la nouvelle structure on a besoin d'approches numériques. Les approches numériques peuvent être divisées en trois groupes, quasi statique, pure numérique et quasi numérique. Le choix de la méthode est basée sur la rapidité du temps d'exécution, sauver de la mémoire et la possibilité d'analyser des géométries complexes avec des courbures aux frontières et des discontinuités à l'intérieur de type circulaires et ellipsoïdes. L'approche choisie est basée sur une combinaison de la méthode des éléments de frontières sur les parois du ruban et le modèle des guides d'ondes sur les ports. Dans une première étape, on présente la technique de CAO 'La conception assistée par ordinateur'. Cette technique est utilisée pour la conception rigoureuse de ces nouvelles structures de circuits. De plus ce programme utilise une technique de compensation afin de réaliser une égalisation de phase sur une section droite

ou même plan. Ces circuits sont constitués par des surfaces métallisées à N ports dont les frontières extérieures sont sinusoïdales et avec des trous placés à l'intérieur. Il est possible de varier la géométrie du composant tel que le rapport de combinaison de puissance entre les ports soit égalisé ou non égalisé. La formulation de la méthode est aussi démontrée. Ce travail est orienté vers la conception de nouveaux diviseurs de puissance compacts. La forme du diviseur est celle d'un saut d'impédance à frontières sinusoïdales. Il est recommandé d'utiliser cette structure dans les technologies M(H)MIC 'Monolithic Microwave Integrated Circuit' ou 'Monolithic Microwave Circuit'. On a appelé ce diviseur de puissance 'multi-port multi-hole power divider' diviseur de puissance à ports multiples et trous multiples. Nous avons analysé et réalisé différents diviseurs de puissance de un à trois ports et un seul trou de type sinusoïdale, la deuxième structure étudiée est un diviseur de 1 à trois trous de type circulaires. Nous avons cascadié quatre diviseurs de puissance de un à trois ports trois trous pour former un diviseur de puissance de 1 à 9 ports 12 trous. Les avantages de ces nouveaux diviseurs sont les dimensions petites, une largeur de bande plus grande et la possibilité de supporter des puissances plus grandes, comparés aux structures conventionnelles. La capacité de mémoire de la technique utilisée et le temps de calcul ('CPU time') sont de quelques minutes comparée au logiciel commercial Momentum centaines de minutes. Ces deux facteurs sont très importants pour trouver de nouveaux circuits. Les performances électriques du nouveau diviseur de puissance sont données et elles concordent avec les résultats expérimentaux, la fréquence d'opération est Ku (14-15 GHz). Ces nouveaux diviseurs/combineurs de puissance sont étudiés pour les applications dans les systèmes de communication. Parmi, ces applications, on cite les amplificateurs de puissance et les réseaux d'antennes comme le BFN, les satellites, les stations de base comme la télévision et le radio et les radars.

Mots Clés : Diviseur/combineur de puissance, CAO, M(H)MIC, beamforming network, amplificateur de puissance.

ABSTRACT

Novel power dividing and combining structure is studied for application in solid-state power amplifier (SSPA) and array-antenna related beam-forming network (BFN). This paper begins with the development of an efficient CAD technique for use in accurate design of these planar circuits generally having irregular topologies and contours. Emphasis of this work is directed to the design of a class of new compact sinusoidally tapered power dividers suitable for use in M(H)MICs at microwave and millimeter-wave frequencies. A so-called multi-port and multi-hole power divider is modeled and an 1-to-9 power divider is designed through the cascading of four sets of 1-to-3 simple multi-hole dividers. Compared to conventional structures, advantageous features of the new power divider are demonstrated such as small size, short linearly aligned ports, potential high-power handling capability, potential large bandwidth and easy post-fabrication tuning. Capacity of the proposed CAD technique is shown in the design of an electrically large N-port power dividing circuit for which only limited computer resource and time are required. Electrical performance and design effectiveness of the new multi-port and multi-hole divider are assessed with design prediction and experimental results for Ku-band prototypes.

Index Terms: *Power divider/combiner, CAD, M(H)MIC, beam-forming network, power amplifier circuit.*

3.1 INTRODUCTION

Multi-port planar power divider and combiner are fundamental building blocks in the microwave and millimeter-wave systems. Wilkinson multi-port power divider/combiner are probably the most popular and mature structures which require, however, quarter-wavelength multiple lines and they handle usually low- and medium-power transmission. In addition, potential cross-line interconnected serial resistors that are usually required for multi-port circuits may complicate some design consideration such as the need for via-holes. Therefore, this type of circuits cannot be usually made compact and they may be not adequate for implementation in M(H)MICs. Other alternative power dividing and combining circuits may be in the form of radial, circular and sectorial topologies [32, 33, 34]. It has been indicated that a major disadvantage of the radial and circular structures they present multiple non-colinearly (resulting incoherent phase) aligned ports. These ports are difficult to integrate with adjoining microwave devices such as multiple amplifier cells used in SSPA and it is necessary to use vertically oriented feeding ports [25, 8]. The sectorial geometry overcomes to some extent this “divergence” problem of its radial and circular counterparts in view of the ports alignment although it may be not so compact.

To achieve the ports alignment while maintaining structure compactness, a class of new planar power dividers were proposed as shown in Figure 3.1 and they are made of sinusoidally or tapered planar scalloped patch attached with colinearly aligned phase-coherent multi-ports. They look like Rotman lens antenna except that the output ports are arranged along one straight side. The pivot of achieving the potentially complete phase coherence with this type of structures is the use of multiple holes (facets) etched and located on the planar patch. These holes will inevitably generate a multiple scattering event once a TEM signal comes into the patch from the input port. The multiple scattering can eventually result in coherent outputs at the colinearly aligned ports as long

as the number, position and form of these holes are appropriately designed. This design feature can be achieved only if the resulting global signal flows share the same length of path from the input to all the output ports.

Early attempts were made to demonstrate this new concept for 1-to-10 ports with three holes and 1-to-3 ports with one hole [8, 25]. Results reported in [8, 25] are encouraging even a very narrow bandwidth was observed. It can be claimed that this structure is in particular useful for the coherent parallel integration (cascading) with other devices and circuits such as in the design of SSPA. It can also eliminate the use of any vertically oriented feeding ports. In addition, this new circuit presents potential power handling capability with its less crowded current density over the large circuit section. Therefore, this new compact structure promises to be attractive alternative for the design of M(H)MICs based equal or unequal N-way power divider/combiner for SSPA and BFN applications [34, 1, 36]. It should also find applications in the design of high-temperature superconducting BFN for which the use of via-holes is difficult or even impossible [36, 37]. Obviously, this new design concept makes it possible for the superconducting BFN to offer a variety of unmatched advantages [38].

Usually, the form of holes etched on the planar scalloped patch may be circular or ellipsoidal. Such a structure itself leads to a multi-port and multi-hole irregularly shaped planar patch, implying a very complicated design task. A number of theoretical numerical techniques [17] have been successfully used in the modeling and design of integrated circuit elements that are usually of electrically small size. When an electrically large structure is encountered such as in the case of modeling and designing multi-port and multi-hole power divider, these approaches are prone to suffer from the requirement of prohibitive computational resources. Therefore, a computationally efficient CAD model is desired. In this paper, one of our previously developed CAD models shows the expected advantageous features and is found suitable for modeling and design of the new

power divider [10]. This CAD technique is based on the combination of a numerical boundary element method and an analytical planar waveguide model. It converts the actual circuits into waveguide models that approximate the intrinsic fringing fields and hybrid modes of the circuits [23, 24]. The procedure of combining the two different approaches is somewhat similar to the concurrent use of planar waveguide model and finite element method [39]. This procedure has been applied to the simulation of junction structures. In this work, this boundary-element/planar-waveguide CAD technique is extended to modeling and design of sinusoidally scalloped multi-port and multi-hole power dividers. Also electrical performance of the new circuits is assessed using theoretical prediction and experimental results.

3.2 THE EXTENDED CAD MODEL

3.2.1 Boundary Element Equation

Figure 2.2 shows schematically an arbitrarily shaped two-port three-hole planar patch circuit for the analytical development of the extended multi-port CAD model. The effective use of boundary element method results in a moderate characteristic matrix size for the wave equation. In our case, electric field E_z inside the patch structure should fulfill the wave equation, such as,

$$\nabla^2 E_z + k^2 \varepsilon E_z = 0 \quad \text{on } \Gamma \quad (1)$$

$$\frac{\partial E_z}{\partial n} = 0 \quad \text{on } \partial \Gamma \quad (2)$$

where Γ is the domain boundary defined on the outer circuit and inner hole contours and ∂n refers to the normal derivative. ε is the dielectric permittivity of the domain of interest. The fringing fields are accounted for in the model through the use of a simple

closed-form analytical equations for effective dimensions and effective dielectric constant [27]. As such, the planar circuit can be effectively converted into a waveguide form. The application of a Green's theorem for the wave equation (1) leads to

$$\frac{1}{2} E_z(\vec{r}_p) = \oint_{\Gamma} \left[\frac{\partial E_z(\vec{r})}{\partial n} \zeta - E_z(\vec{r}) \frac{\partial \zeta}{\partial n} \right] d\Gamma \quad (3)$$

where $E_z(\vec{r}_p)$ is the electric field at the field point p with

$$\zeta = \frac{1}{4j} H_0^{(2)}(k\vec{r}) \quad (4)$$

$$\frac{\partial \zeta}{\partial n} = \frac{j}{4} k H_1^{(2)}(k\vec{r}) \cos(\alpha) \quad (5)$$

In (4) and (5), $H_0^{(2)}(k\vec{r})$ and $H_1^{(2)}(k\vec{r})$ are the 0th and 1st order Hankel functions of the second kind, respectively, and α is the angle between the field vector and the outward unitary normal vector \vec{n} .

3.2.2 Planar Waveguide Model

The electric field and its derivative defined at i^{th} port of the equivalent waveguide are analytically formulated in terms of incident and reflected waves by

$$E_z^{(i)} = \delta_{i1} e^{\gamma_{10} y} + \sum_{n=1}^{\infty} R'_{n-1} \phi_{i,n-1} e^{(-\gamma_n y)} \quad (6)$$

$$\frac{\partial E_z^{(i)}}{\partial n} = \gamma_{10} \delta_{i1} e^{\gamma_{10} y} - \sum_{n=1}^{\infty} R'_{n-1} \gamma_n \phi_{i,n-1} e^{(-\gamma_n y)} \quad (7)$$

in which δ_{i1} is Kronecker delta. i stands for the number of the port and n is the number of mode. The local coordinate of the i^{th} port is defined such that the positive sign represents the propagating direction of the scattered waves.

$$\phi_{i,n-1} = \cos\left(\frac{(n-1)x}{\Gamma_{eff,i}}\right) \quad (8)$$

and $\Gamma_{eff,i}$ is the effective width of the i^{th} port. The propagation constant is expressed by

$$\gamma_{i,n-1} = \sqrt{\frac{(n-1)\pi}{\Gamma_{eff,i}} - k_o^2 \epsilon_{eff,i}} \quad (9)$$

where k_o is the wave number in free space and $\epsilon_{eff,i}$ is the effective dielectric constant related to the i^{th} port [24].

3.2.3 Deterministic Matrix Formulation

To simplify the analytical presentation, only the case of two ports is illustrated in the following. The solution of (3) combined with the analytical formulation of the equivalent planar waveguide model (6) and (7) as well as the boundary condition (2) leads to a set of linear algebraic equations. These equations can be re-arranged in the following matrix form:

$$\begin{bmatrix} \begin{bmatrix} M_{\Gamma_1\Gamma_1} \\ M_{\Gamma_2\Gamma_1} \\ M_{N\Gamma_1} \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} M_{\Gamma_1\Gamma_2} \\ M_{\Gamma_2\Gamma_2} \\ M_{N\Gamma_2} \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} M_{\Gamma_1N} \\ M_{\Gamma_2N} \\ M_{NN} \end{bmatrix} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \{R\}_1 \\ \{R\}_2 \\ \{E_z\}_{\mathcal{A}_n} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \{V\}_1 \\ \{V\}_2 \\ \{V\}_3 \end{bmatrix} \quad (10)$$

with the unknown vectors $\{R\}_1$, $\{R\}_2$ and $\{E_z\}_{\Gamma_i}$. The inner elements of the remaining sub-matrices and matrix sizes are determined with the subsequent rules.

$[M_{\Gamma_i\Gamma_i}]$ is a square matrix whose size is equal to the number of nodes Γ_i defined at i^{th} port. It is always the same as the number of modes, and the matrix elements can be effectively expressed as

$$m_{i,n}^p = -\frac{1}{2}\phi_{i,n-1} + \int_0^{\Delta\Gamma_i} \left(\phi_{i,n-1} \frac{\partial \zeta|\bar{r}_p|}{\partial n} - \phi_{i,n-1}\gamma_{i,n-1} \partial \zeta|\bar{r}_p| \right) d\Gamma \quad (11)$$

where p corresponds to p^{th} nodal point at i^{th} port or boundary edge. The scalar number n refers to the order of n mode.

The sub-matrices $[M_{\Gamma_i\Gamma_i}]$ and $[M_{\Sigma_i}]$ is may not be square whose size is equal to the numbers of nodes Γ_i and Γ_j defined over the relevant discontinuities and the number of modes N associated with the i^{th} port. The elements can be formulated by

$$m_{i,n}^p = \int_0^{\Delta\Gamma_i} \left(\phi_{i,n-1} \frac{\partial \zeta|\bar{r}_p|}{\partial n} - \phi_{i,n-1}\gamma_{i,n-1} \partial \zeta|\bar{r}_p| \right) d\Gamma \quad (12)$$

The elements in $[M_{\Gamma_i,N}]$ are calculated through

$$m_p = \int_a^{\Delta\Gamma_{eff,p}} \left(\frac{\partial \zeta |\bar{r}_p|}{\partial n} \right) d\Gamma \quad (13)$$

The square matrix $[M_{N,N}]$ is formulated with elements

$$m_{p,p} = \frac{1}{2} \quad (14)$$

$\{V\}_i$ is a column vector whose size is equal to the number of nodes and its elements are described as

$$v_{i,p} = \frac{1}{2} \delta_{i1} + \int_a^{\Delta\Gamma_{eff,p}} \left(-\frac{\partial \zeta |\bar{r}_{1,p}|}{\partial n} + \gamma_{1,0} \zeta |\bar{r}_{1,p}| \right) d\Gamma \quad (15)$$

In addition, $\{R\}_i = \begin{Bmatrix} R'_o \\ R'_1 \\ \vdots \\ R'_n \end{Bmatrix}$ is a column vector whose elements are formulated for the

amplitude of higher modes defined in the planar waveguide model.

The calculation of scattering parameters S is simply made for the two ports, for example, with

$$S_{11} = R'_o \quad (16)$$

$$S_{21} = R'_o \sqrt{\frac{\gamma_{2,0} \Gamma_{eff,2}}{\gamma_{1,0} \Gamma_{eff,1}}} \quad (17)$$

If multiple ports are involved in the analytical equation, the matrix equation (10) will be accordingly expanded. In our analysis, it is found that the number of modes can be selected from 2 to 8, resulting in a very good convergence. The characteristic impedance of the input and output ports can be accurately obtained when 2 modes are used.

3.3 DESIGN CONSIDERATION OF NEW MULTI-PORT POWER DIVIDER

In this section, a class of new multi-port multi-hole planar power dividers are presented. Figure 3.3 shows a photograph of the fabricated 1-to-3 port one-hole (ellipsoidal type) power dividing circuit. The input and output ports are located along an arc to improve the ports isolation and matching. The locations of circular or ellipsoidal holes over the patch is made to reduce the input reflection of the power divider. The form and location are designed to equalize the multiple signal paths from the input to the output judging from the point of view of phase matching at the output ports. The divider circuit patch is tapered sinusoidally with scalloped contour and its output side is attached with a number of colinearly aligned output ports with the expected phase matching feature. The phase matching are chosen made possible through the multiple holes etched on the metallic patch structure so that the resulting signal paths from the input to the output ports are deliberately alternated and eventually become equalized. Obviously, the design procedure of such hole positions and forms are more involved. The proposed sinusoidally tapered contour is governed by the equation:

$$w(x) = w_0 \left(1 - q \cos\left(\frac{\pi x}{P}\right) \right) \quad (18)$$

in which P is period of the tapered contour and, q as well as w_0 are constants. These constant are determined from w_1 and w_2 as shown in Figure 3.1. In this case, the output

ports are made easily compatible with any external circuits having different arbitrary widths (flexible impedance matching and power dividing ratio). In this work, a combination of this power divider with 3 dB branch-line coupler will be demonstrated to illustrate this feature.

To validate our CAD model, a sinusoidally tapered 3-port one hole (ellipsoidal form) power divider is designed, fabricated and measured. The microstrip circuit is modeled and designed with the proposed CAD technique for Ku-frequency bandwidth of 13.75-14.75 GHz, which is realized on a substrate of TMM3 (Rogers' trademark) with $\epsilon_r = 3.27$ and $h = 0.635$ mm (the substrate height). The characteristic impedance of each port is made to be 50 ohm. The dimensions of the circuit are characterized by $w_1 = 1.47$ mm, $w_2 = 19.68$ mm and $P = 28.702$ mm. The location of the ellipsoidal hole is 17 mm from port 1 whose dimensions are $(P \times w_2)$ mm². The spacing between two adjacent divider outputs is fixed at 5 mm for all ports, which depends mainly on the requirement of the external connecting circuits such as power amplifier cells. The TRL calibration technique is applied to the measurement. The phase and amplitude balances are partially optimized by changing the position of the hole within the structure as well as the form of the arcs around the output ports. Theoretical results predicted by our CAD model and the commercial Momentum (HP trademark) package as well as the measurement results are given in Figure 3.4 a) and b) for transmission characteristics of the power dividing and return loss of the circuit. The in-band difference between the theoretical and experimental results is roughly equal to 0.6 dB (approximately 8% error) with reference to the power splits S_{21} and 1 dB (approximately 10% error) with S_{31} over the bandwidth of 14.2-14.8 GHz. The discrepancies may be caused by the neglected losses of the circuit and also the connector used in the experiments. Nevertheless, the developed CAD algorithm presents a significant reduction of the computer resource usually required by Momentum (a few seconds versus 450 seconds per frequency point). The Momentum results are not close to the measurement because the choice of mesh in this work has to be equal to that of 9 GHz

due to the limitation of our computer memory for this electrically large structure. As shown in Figure 3.4 a) and b), the present CAD model yields results which are in very good agreement with the experiments even though a slight shift in the designed frequency center is observed in Figure 3.4 b).

Figure 3.5 shows influence of the offset on the return loss for a diverted ellipsoidal hole over the frequency band of interest. Results indicate that such an offset of ± 0.5 mm with respect to the ideal central location leads to not only degradation of the return loss which has been partially optimized, but also to shifting of the central operating frequency. The frequency shifting seems to be not equal for the two different oriented offsets and the case of -0.5 mm is more pronounced than its counterpart of $+0.5$ mm. In Figure 3.5, results are also shown for the situation where the ellipsoidal hole is reduced to a circle indicated in the figure whose radius R_1 is 1.0 mm. Clearly, the circle does not yield better results compared to its ellipsoidal counterpart judging from the return loss performance.

Figure 3.6 shows a photograph of a class of 3-port power divider having three-holes. It is found that use of the same TMM3 substrate makes them smaller in size by $1/3$ compared with the preceding power divider for the same frequency band of interest. A circuit is designed and fabricated with $w_1 = 1.47$ mm, $w_2 = 9.3$ mm and $P = 9.65$ mm. Figure 3.7 plots its return loss and transmission characteristics predicted by our CAD model which are in fairly reasonable agreement with the measurement results. It can be observed that the overall bandwidth of this multi-hole structure is effectively extended from the point of view of the return loss. The nodal points and modes used in the CAD model is 116 and 8, respectively, giving accurate results. The difference between the design and experiments may be caused by two essential factors. First, the loss and connectors are not calibrated out of the measurements. Second, the CAD model is based on the fact that any open edges are approximated by equivalent planar waveguides having an extended magnetic wall. Actually, this may not be very well valid for the case of using multiple holes that

might be electrically coupled to each other (proximity effect). Figure 3.8 shows measured results for the frequency-dependent phase characteristics, indicating that the output ports are in excellent phase balance. The maximum in-band variation of phase is about 7.5 degrees.

It was mentioned previously that the return loss can be easily be tuned by changing the position and dimensions as well as form of the holes within the circuit patch. Figure 9 displays the return loss variation as the radius R_2 of the two related holes is changed from 0.7 mm (optimized) to 0.4 mm and 1.0 mm. This suggests that the multi-hole tuning should be made very flexible and eventually a broadband be achieved. This interesting feature needs a further investigation for practical applications.

3.4 DESIGN PROCEDURE OF CASCADED BFN CIRCUITS

Now, the design procedure of a BFN is presented to highlight applications of the multi-port and multi-hole power divider. The proposed 1-to-9 port BFN consists of four 3-port three-hole power dividers, 90 degree bends and microstrip interconnecting lines. Note that the design of a single multi-hole power dividing circuit having 9 output ports is just straightforward. However, it may require an intensive CAD procedure since a large number of parameters are involved in the design such as hole dimensions and locations. Our interest is to showcase the new dividing circuit and its application to the design of a BFN with multiple output ports.

To begin with, the four three-hole 3-port power dividers are identically designed with optimization such that the return loss is significantly reduced and they are assembled with the bends and lines to form a 1-to-9 port BFN and then fabricated, as illustrated by the photograph of Figure 3.10. Similarly, a TRL calibration is applied in the experiments.

Two kinds of bending lines are designed, consisting of two and four individual bends with 0.4% and 0.45% miter cuts. The targeted BFN operates around 13.5-to-15 GHz. Figure 3.11 a) and b) show the simulated amplitudes and phases of the designed BFN. It can be seen that the return loss at the input is greatly improved over a large bandwidth of interest. Figure 3.11 a) and b) indicate that an excellent signal balance of the symmetrically located output ports can be made in terms of amplitude and phase. In the design, the phases should be also equalized for the related ports through adjusting the length of transmission line at each output. Figure 3.12 a) and b) show experimental results on the return loss and 1-to-9 power dividing performance over the designed bandwidth, showing a good agreement between the CAD prediction and measurements. The discrepancies between them are highlighted around the two sides of the interested bandwidth. The central frequency point is shifted roughly by 200 MHz from the point of view of the lowest return loss around -30 dB which is quite accurate for both the CAD prediction and measurement. The phase balance seems to be much better than the amplitude balance. Tables 3.1 and 3.2 summarize also the numerical results of the designed and measured BFN. The in-band variation of the transmission is very small ($S_{21}=S_{41}=S_{71}=S_{91}$ and $S_{31}=S_{81}$). Theoretical and measured results for the in-band variation are equal to -0.15 dB and -0.4 dB, respectively. The measured results are very good for the bandwidth of 13.75-14.75 GHz.

3.5 CONCLUSION

An efficient CAD technique is proposed for modeling and optimized design of newly developed multi-port multi-hole power divider. This CAD algorithm is based on the effective combination of a numerical boundary integral method and an analytical planar waveguide model. It is found that the developed algorithm is very suitable for design of the new dividing circuits presenting usually complicated irregular electrically large circuit contours, for which most of other CAD techniques available today may be vulnerable or

not efficient. Through our preliminary design and measurements, the new multi-port multi-hole structure demonstrate its advantageous features such as compactness, potential high-power handling capability, potential wide-band operation and easy-to-design colinearly aligned output ports with flexible equal/unequal power dividing ratio and phase balance/unbalance. It is suggested that positions and forms of multi-hole be used to tune the circuit performance and enlarge the bandwidth. The design of an 1-to-9 BFN with four three-hole 3-port power dividers demonstrates the effectiveness of the developed CAD technique as well as the attractiveness of the new power dividing structure.

3.6 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté de nouveaux diviseurs de puissance pour les applications dans le système de communications. Une méthode efficace est proposée pour modéliser et optimiser les nouvelles structures à ports multiple et trou multiple. La méthode est basée sur la méthode numérique des éléments de frontières sur les parois du ruban et le modèle des guides d'ondes analytiques sur les ports. Le choix de la méthode est basée sur le fait qu'elle peut analyser des géométries complexes avec des courbures et des discontinuités à l'intérieur, de plus elle est rigoureuse, rapide et efficace. Pour valider la méthode nous avons analysé différents diviseurs/combineurs de puissance, le premier diviseur analysé est formé de 1 à trois ports et un seul trou de type ellipsoïde. Le diviseur est développé pour les amplificateurs de puissance tel que les espaces entre les ports adjacents sont fixé à 5 mm pour qu'on puisse insérer des cellules amplificatrices, l'autre diviseur plus compact est développé pour construire un BFN. Les avantages des ports placés d'une façon linéaire ont permis de cascader quatre diviseurs de un à trois ports et trois trous pour construire un nouveau BFN de 1 à 9 ports et 12 trous de type circulaire. Les avantages du BFN sont : la petite dimension compacte, l'élimination de l'utilisation des résistances et les mises à terres d'où la possibilité du réaliser en utilisant la nouvelle technologie de fabrication supraconductrice. Le CAD développé sera un outil pour la conception des diviseurs de 1 à trois ports et plusieurs trous et par suite pour la conception des BFN en utilisant les nouveaux composants. L'avantage du BFN formé de nouveau diviseur élimine l'utilisation des lignes de transmissions 50 Ohm d'où il peut supporter plus de puissance, il élimine l'utilisation des mises à terres et il est compact comparé à un BFN formé de composants standards des coupleurs 3 dB connectés à des lignes de transmission avec des bords. Les résultats préliminaires de conception et des mesures de la nouvelle structure ports multiples et trous multiples démontrent leurs supériorités par le fait qu'il a la largeur de la bande plus grande, il peut supporter des puissances plus grandes, il est compact et facile à concevoir.

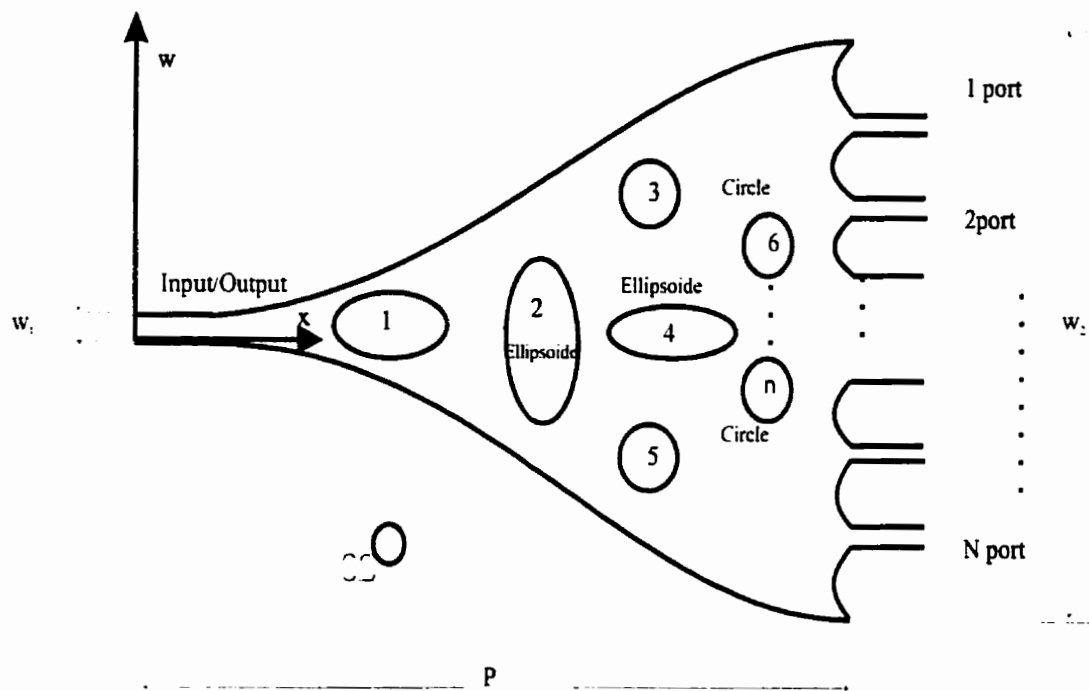


Figure 3.1 Schematic view of the proposed new colinearly aligned 1-to-N port multi-hole planar power divider.

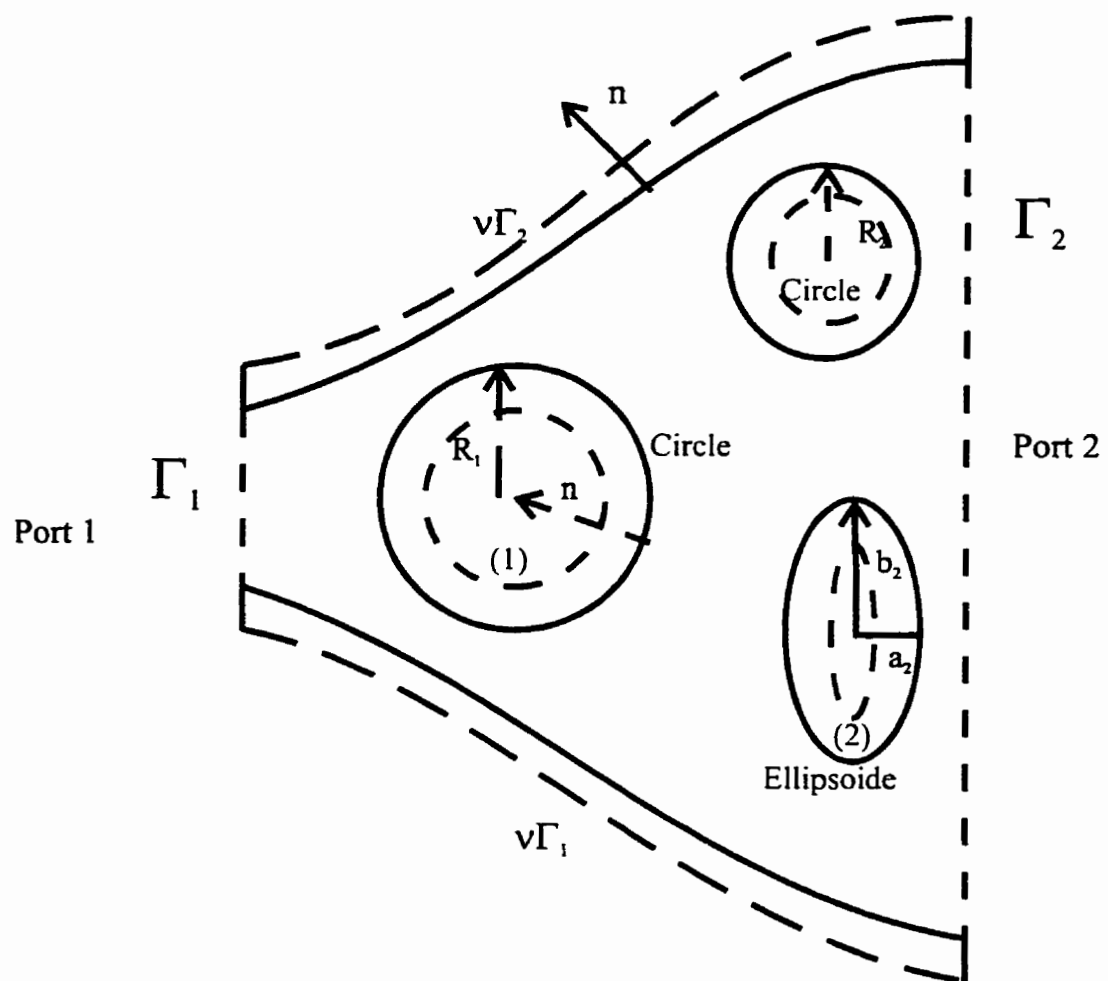


Figure 3.2 Arbitrarily shaped 2-port three-hole planar topology used for designing a power divider.

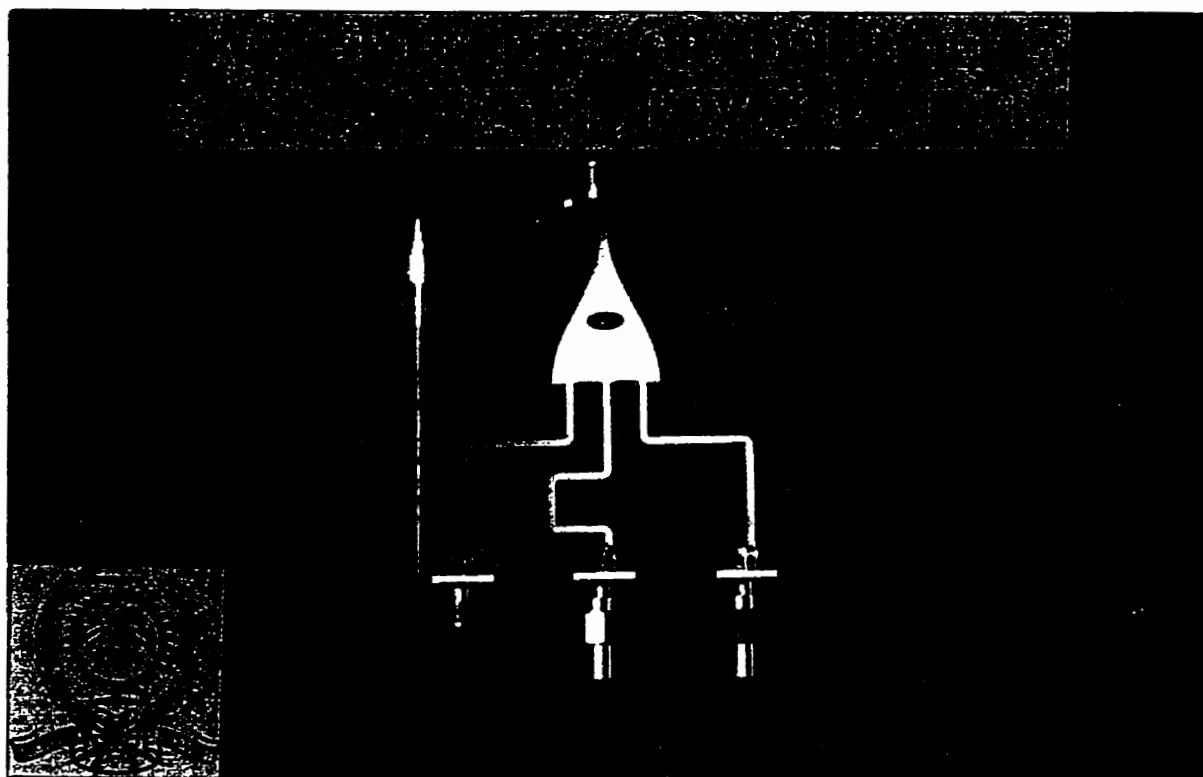


Figure 3.3 Photograph of a fabricated 1-to-3 port one-hole (ellipsoid type) power divider.

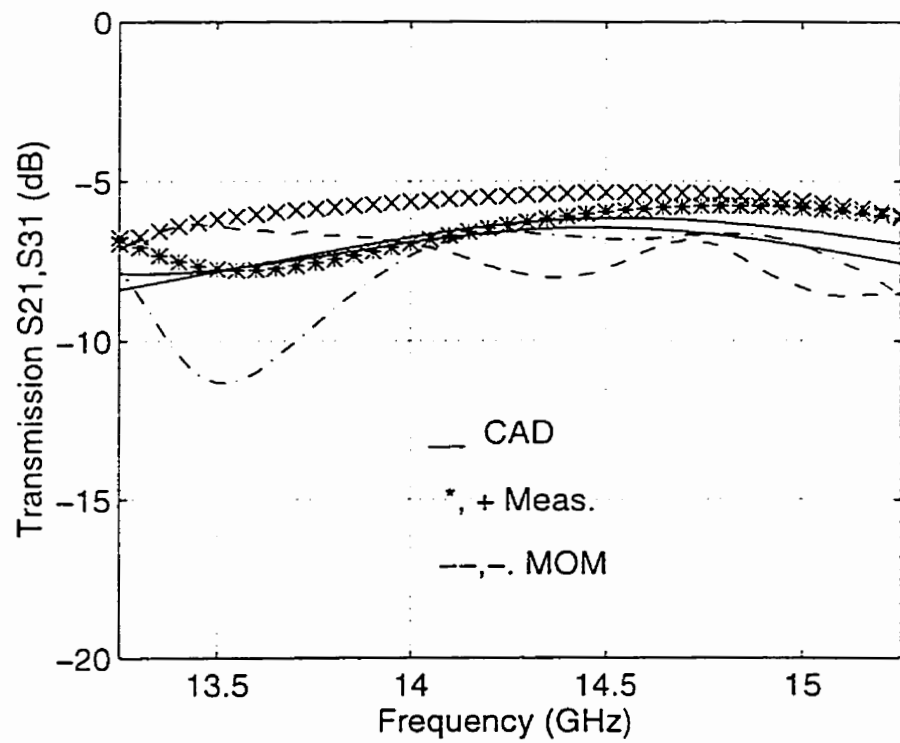


Figure 3.4 Calculated results with the developed CAD technique and the commercial package Momentum (HP trademark), compared with experimental results for a designed power divider having the geometry as shown in Figure 3.3.

a) Transmission coefficients.

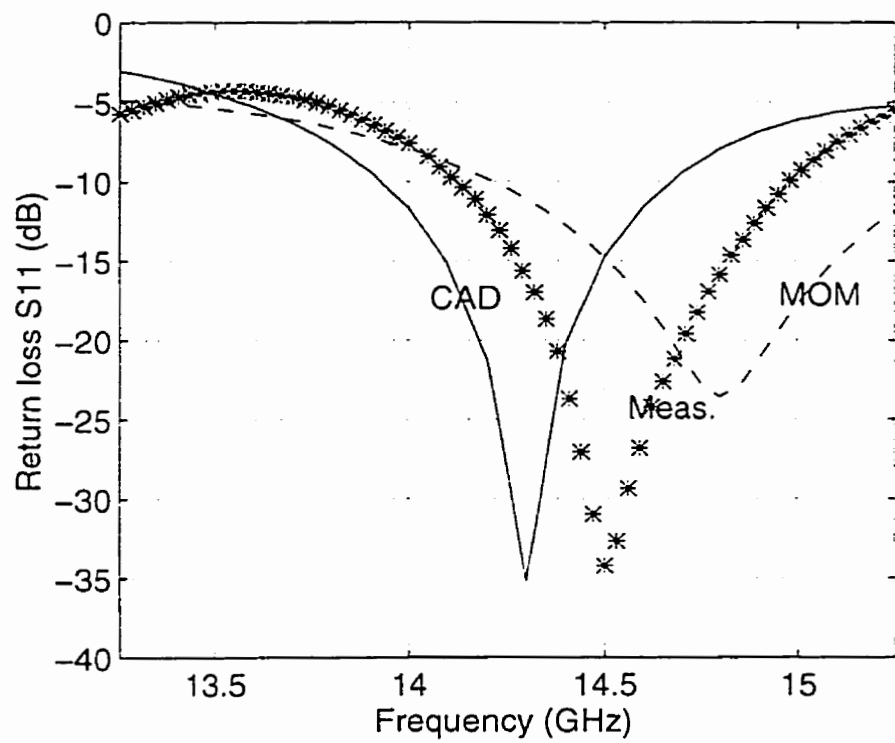


Figure 3.4 Calculated results with the developed CAD technique and the commercial package Momentum (HP trademark), compared with experimental results for a designed power divider having the geometry as shown in Figure 3.3.

b) Return loss.

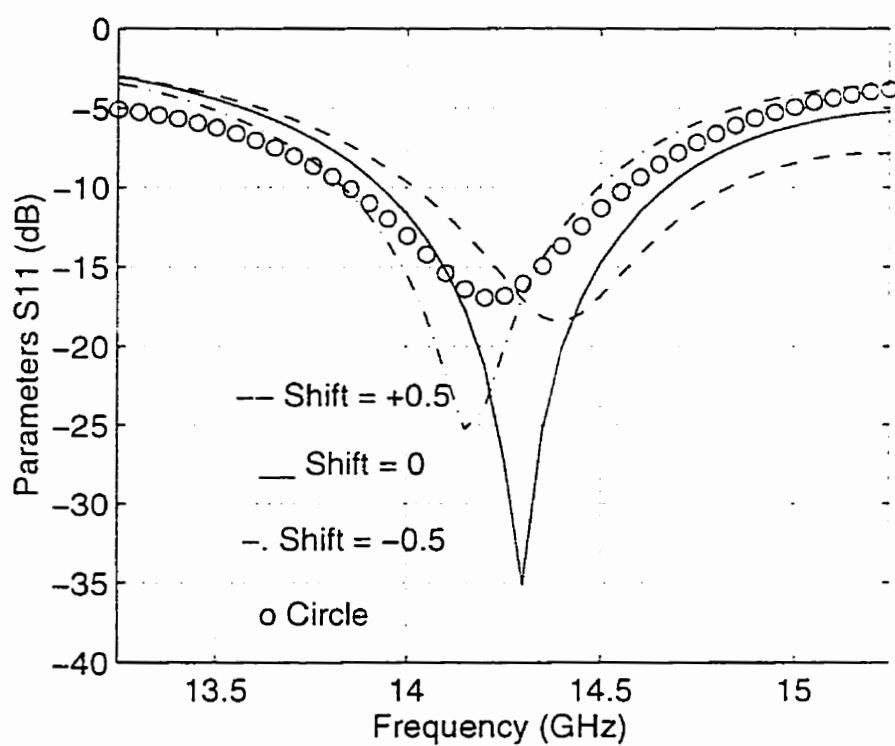


Figure 3.5 Offset effects predicted by the CAD technique on the return loss for ± 0.5 mm shifts of the ellipsoidal hole with respect to the ideal symmetrical position as well as results for the ellipsoidal hole that is reduced to a circle.

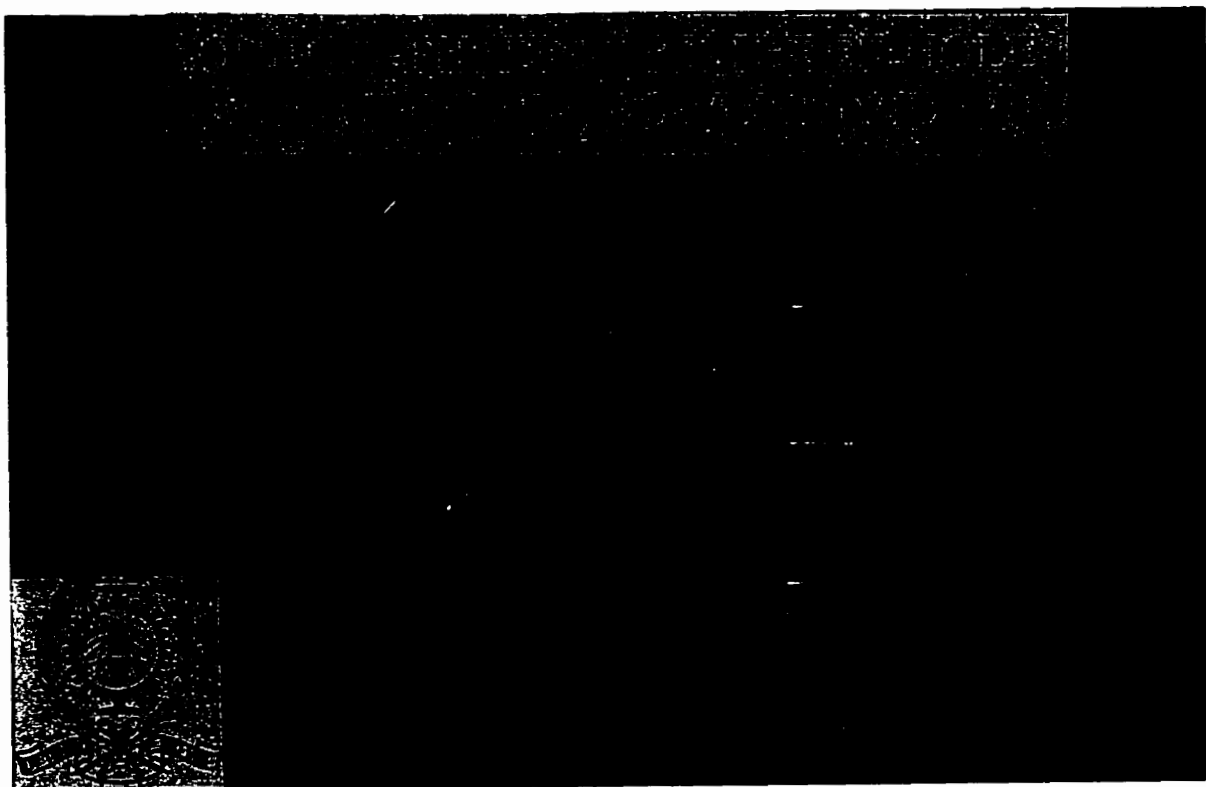


Figure 3.6 Photograph of an experimental 1-to-3 three-hole power divider.

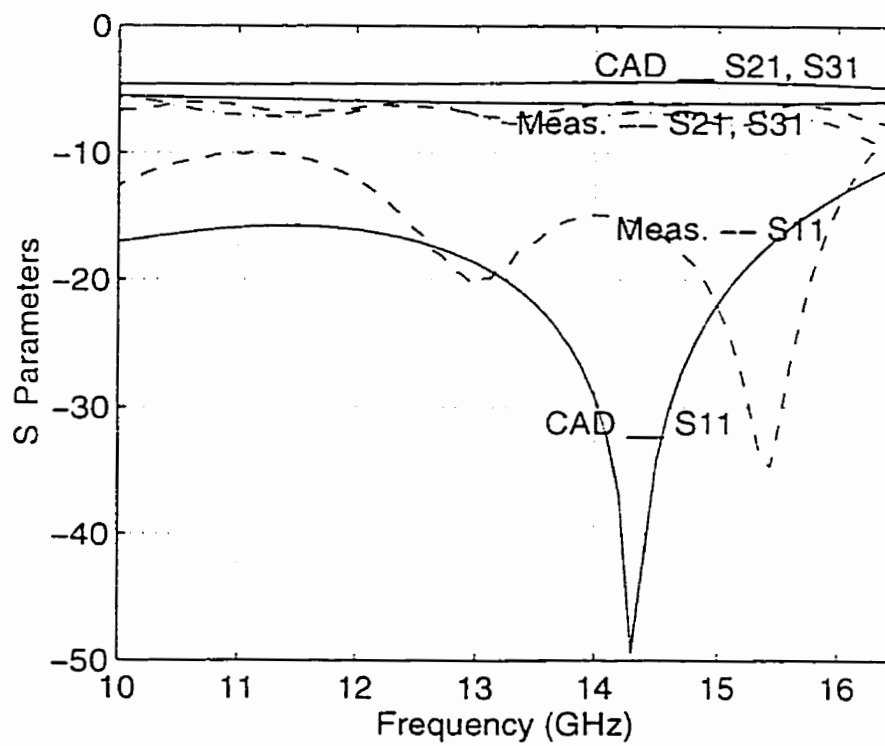


Figure 3.7 Frequency-dependent performance of the transmission and return loss obtained by the CAD technique and measurement of the 3-port three-hole power divider as shown in Figure 3.6.

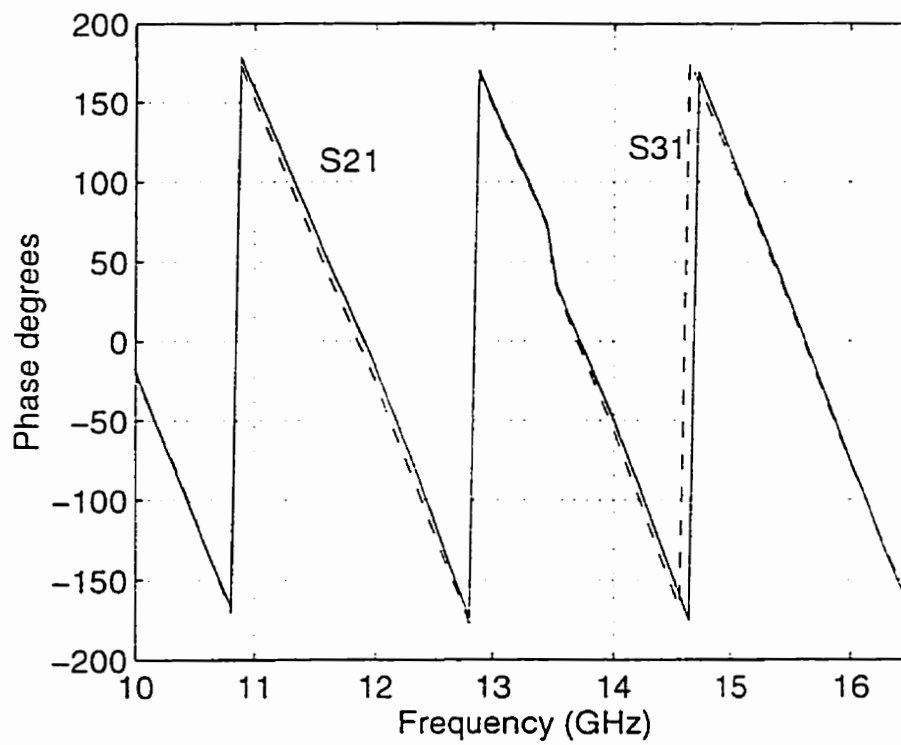


Figure 3.8 Measured results of the phase characteristics of the power divider as shown in Figure 3.6.

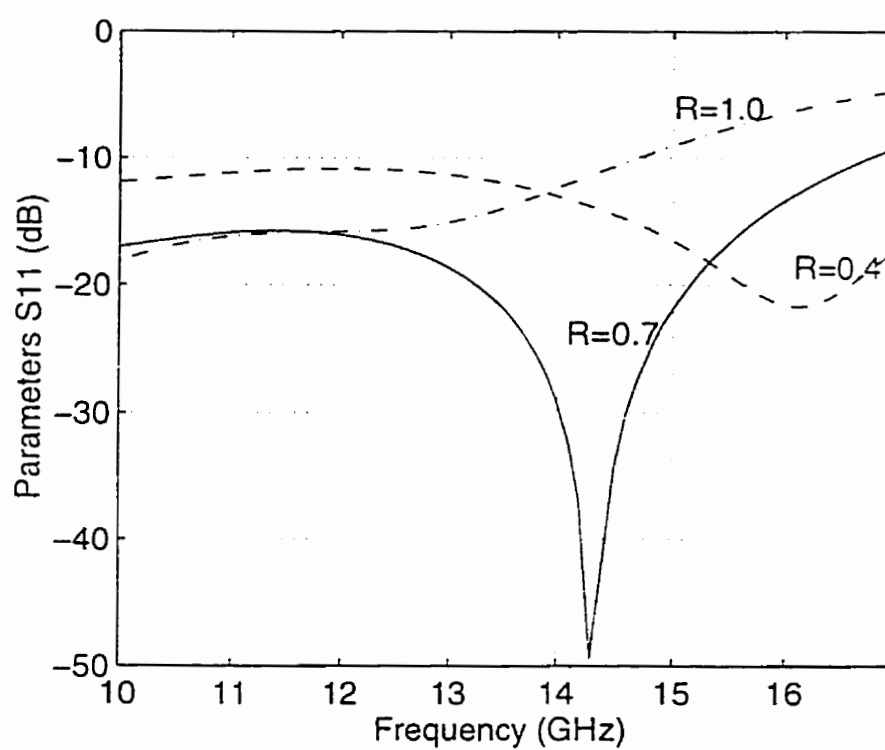


Figure 3.9 Variation of the return loss as a function of the two holes radius changed from the partially optimized dimension of $R_2=0.7$ mm to $R_2=0.4$ mm and $R_2=1.0$ mm.

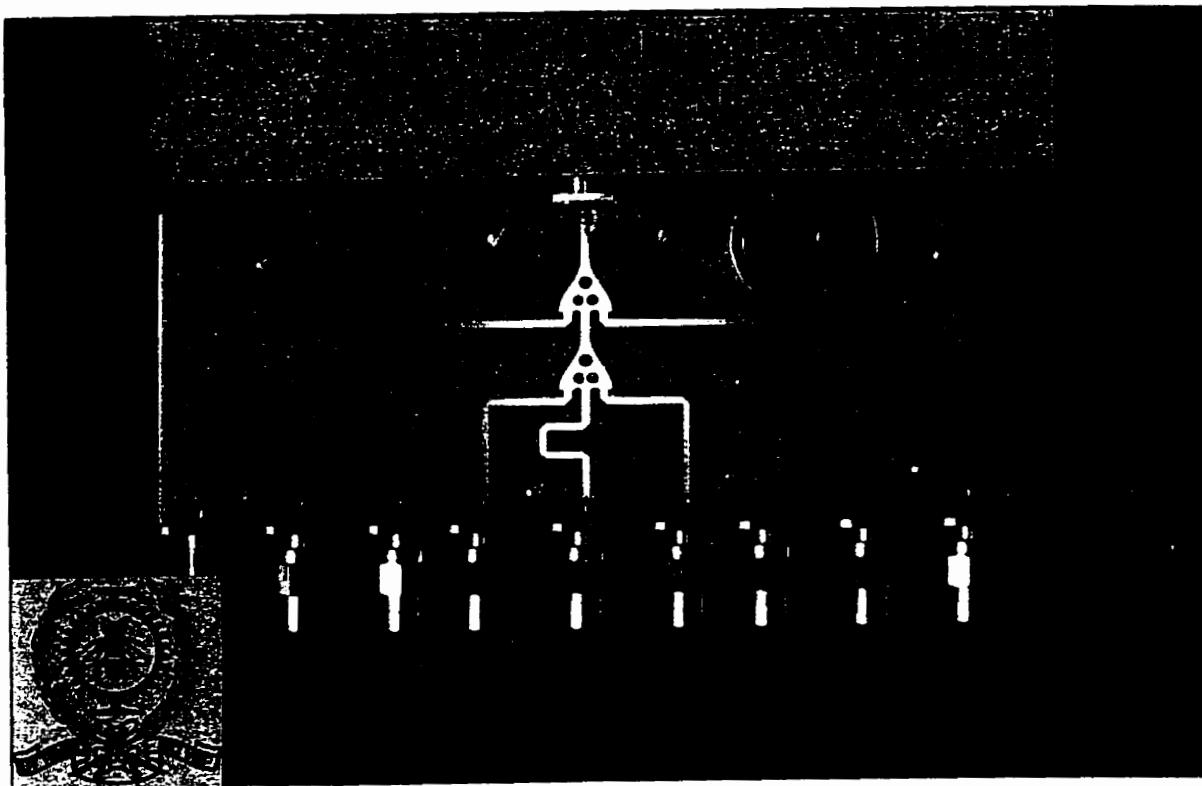


Figure 3.10 Photograph of a fabricated 1-to-9 port twelve-hole beam-forming network with four sets of cascaded 1-to-3 three-hole power divider.

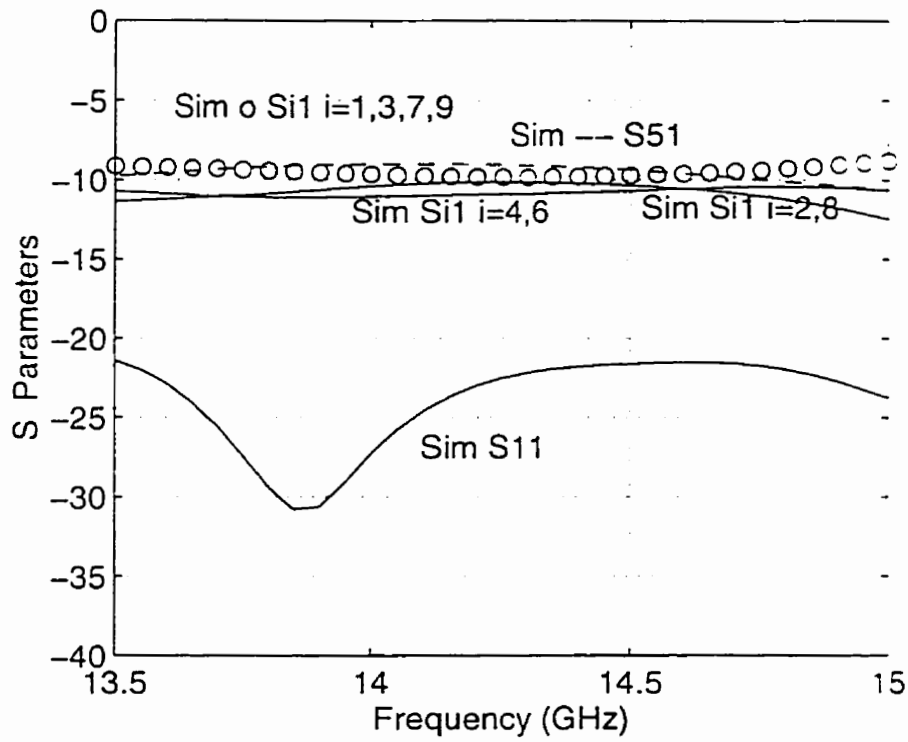


Figure 3.11 a) Predicted frequency response of the designed 1-to-9 port twelve-hole beam-forming network (see Figure 3.10).

Transmission and return loss.

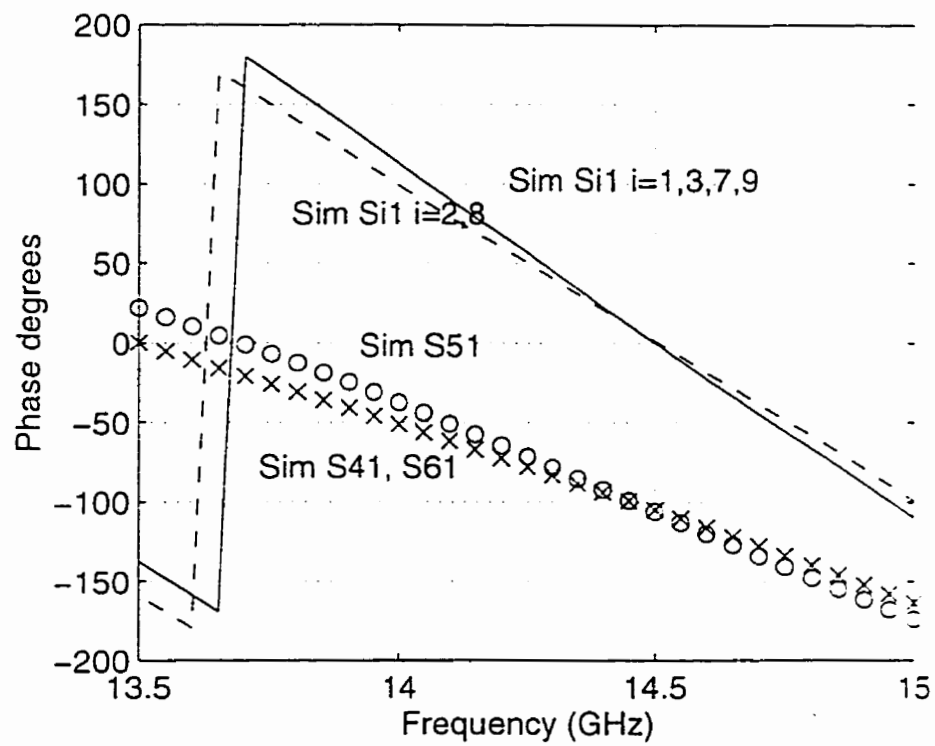


Figure 3.11 b) Predicted frequency response of the designed 1-to-9 port twelve-hole beam-forming network (see Figure 10) Phase.

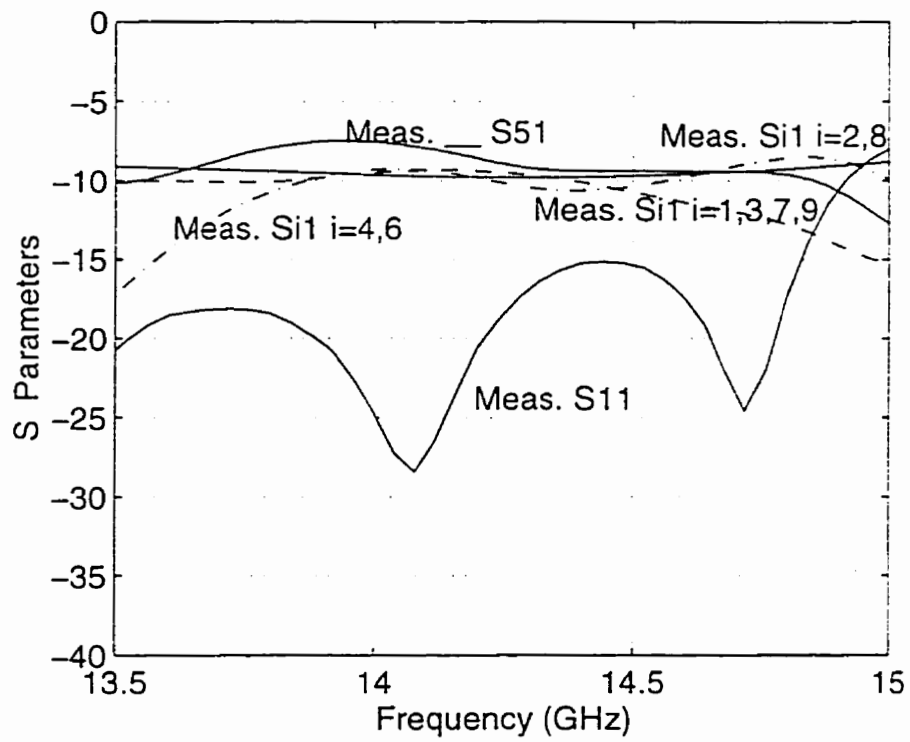


Figure 3.12 a) Measured results of the 1-to-9 port twelve-hole beam-forming network intended to compare with the design prediction.
Transmission and return loss

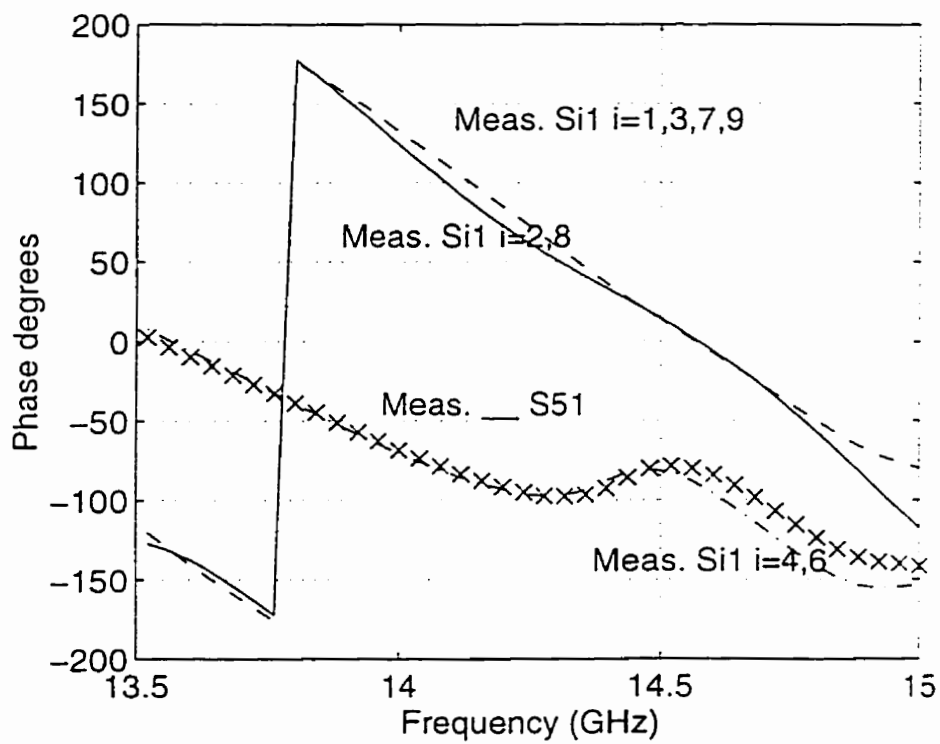


Figure 3.12 Measured results of the 1-to-9 port twelve-hole beam-forming network intended to compare with the design prediction. b) Phase.

CHAPITRE IV

LES POTENTIELS D'UTILISATION DE LA TECHNOLOGIE SUPRACONDUCTRICE DANS LES APPLICATIONS À TRÈS HAUTES FRÉQUENCES

L'intérêt des systèmes de télécommunication à faibles pertes capables d'avoir de transmissions à des fréquences très élevées (1 THz) nécessitent l'utilisation de nouvelles technologies de fabrication. Dans ce chapitre, nous présentons l'importance des lignes supraconductrices dans les applications des composants fonctionnant à de très hautes fréquences. Parmi les applications on cite, les filtres, les déphaseurs, les mélangeurs distribués fonctionnant à 460 GHz, les oscillateurs et les combineurs/diviseurs de puissance. Ces diviseurs/combineurs de puissance trouvent des applications soit dans les réseaux d'antennes de satellite (voir figure 4.1), soit dans les amplificateurs de puissance pour la division et la combinaison des signaux. Le but de ce chapitre est de décrire les effets des matériaux supraconducteurs sur les composants fonctionnant à de très hautes fréquences. Ainsi, la modélisation, l'analyse et la conception d'une ligne de transmission supraconductrice sont décrites. Une ligne supraconductrice est caractérisée par la conductivité complexe du matériau, le modèle de l'impédance de la surface et la profondeur de pénétration. Aussi, le schéma bloc du montage mesurant la capacité des lignes supraconductrices à supporté de fortes puissances est présenté. Ce montage permet

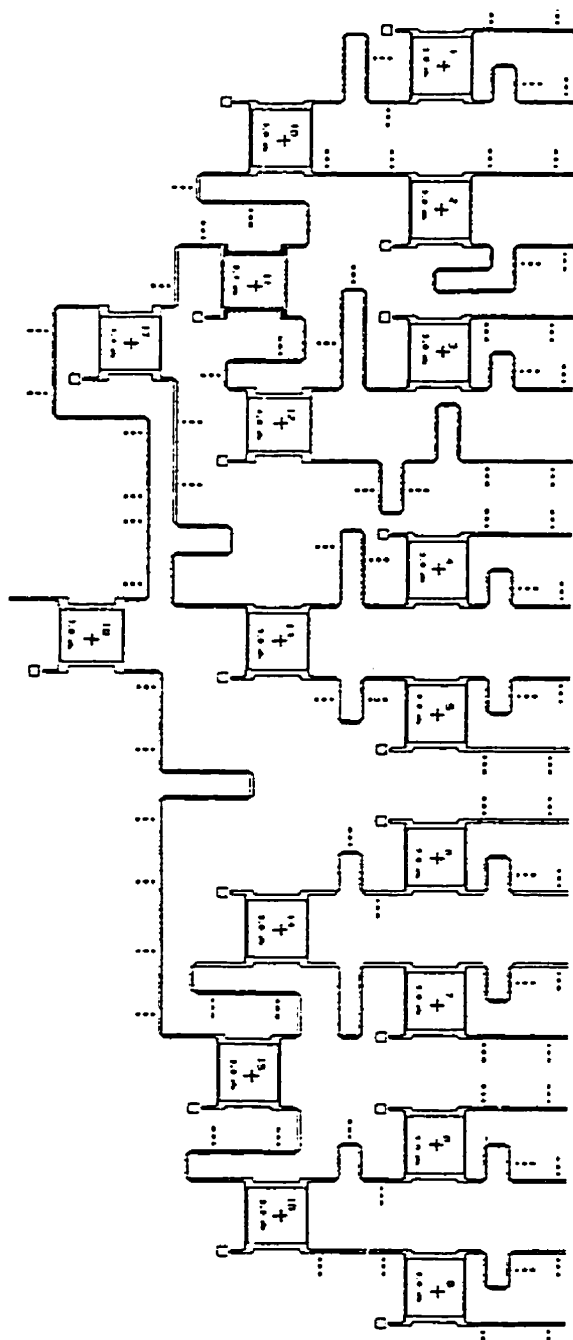


Figure 4.1 Le diviseur de puissance à 19 ports, le conducteur utilisé est normal, la dimension approximative du circuit est de 10x15 cm [55]

l'estimation des effets non-linéaire en fournissant la puissance des 3 premiers harmoniques. De cette étude, on peut comprendre la conception, l'analyse, la caractérisation et la réalisation d'un diviseur/combineur de puissance en utilisant les nouvelles technologies et topologies pour améliorer les performances du circuit telles que. la réduction des dimensions, la diminution des pertes ohmiques dans les interconnexions, l'isolation etc. Dans ce qui suit, on va démontrer l'importance de l'utilisation de la technologie supraconductrice pour la diminution des pertes ohmiques, la miniaturisation et pour la possibilité d'obtenir des densités de courant très élevée (1×10^7 Ampère/cm²). Nous présentons aussi, différents circuits supraconducteurs que nous avons réalisés en utilisant cette technologie.

4.1 Les circuits supraconducteurs en micro-ondes

Les caractéristiques distinctives des circuits micro-ondes supraconducteur HTS "High Temperature Supraconducteur" sont : un facteur de qualité Q très haut, une perte très basse due à la très faible résistance de surface, un bruit extrêmement bas dû aux effets quantiques, une température obtenue par cryogénie qui permet la combinaison de circuits fabriqués par différentes technologies combinant semi-conducteurs et supraconducteurs et une miniaturisation due à un substrat de haute permittivité [40, 36]. En plus, les densités de courant très élevées sont suffisantes pour manipuler des puissance micro-ondes jusqu'aux centaines de kilowatts dans quelques composants [41, 42]. Les applications les plus importantes sont celles qui peuvent prendre avantage de ces caractéristiques: les résonateurs et les filtres avec un facteur Q extrêmement élevé comme le montre les publications [43, 44] avec quelques circuits HTS résonant et supportant une capacité de manipulation de puissance impressionnante. Parmi d'autres applications, on trouve: un oscillateur à bruit de phase extrêmement bas [45], des filtres à bande étroite [46], des multiplexeurs et des filtres à haute puissance [47], des déphaseurs qui jouent un rôle très

important dans les systèmes de réseaux d'antenne [48, 49], des interconnexions entre les circuits fonctionnant au delà de quelque GHz dans les applications des super-ordinateurs [50], des mélangeurs fonctionnant à de très hautes fréquences [51], des résonateurs [52] ainsi que des lignes à long délai avec de faibles pertes [53]. Toutes ces applications seront utilisées dans les récepteurs et les émetteurs pour les communications entre terre et satellite ou vice versa.

Les communications spatiales sont des applications directes pour les circuits HTS. Les dimensions, le poids et la consommation en puissance sont cruciales pour les satellites de télécommunications [54]. En utilisant la nouvelle technologie, toutes ces considérations peuvent être grandement améliorées. On note que dans quelques satellites de communication, le poids des filtres de hautes puissances et les accessoires annexes comptent le huitième du poids total [55]. Les réflecteurs, les lignes d'alimentation, le BFN et les récepteurs pèsent 300 Kilogrammes selon le laboratoire de Comsat, on note que le poids des composantes d'un satellite est réduit d'une centaine de Kilogrammes, de plus, la puissance continue nécessaire 'DC power' est de 2327 Watts pour la technologie HTS comparé à 3621 Watts pour la technologie traditionnelle [41]. Dans ce qui suit on va présenter la modélisation, l'analyse et la conception d'une ligne de transmission supraconductrice puis après, on va présenter la conception et la réalisation des composants d'un BFN "Beamforming Network" supraconducteur.

4.2 La modélisation, l'analyse et la conception d'une ligne de transmission supraconductrice

Dans cette section, nous présentons l'analyse d'une ligne de transmission supraconductrice. La modélisation d'une ligne micro-ruban supraconductrice nous permet de déterminer les caractéristiques de nouvelles lignes opérant à de hautes

températures. Les caractéristiques d'un conducteur normal et d'un supraconducteur opérant à haute température sont présentées et comparées. Ces caractéristiques sont la conductivité, l'impédance de surface et la profondeur de pénétration du champ. Dans la littérature, il existe plusieurs modèles, parmi ces modèles on cite le modèle à deux fluides [56], Matrice Bardeen et le modèle à trois fluides [57]. La conductivité complexe du matériau supraconducteur est dérivée en utilisant le modèle à deux fluides. Cette étude nous permet de comprendre le modèle à deux fluides utilisés. Ainsi l'effet de supraconducteur sera inclus par l'intermédiaire des termes d'impédance de surface, de la conductivité complexe et de courant en utilisant les différentes méthodes numériques. Le modèle prouvé nous permet de déterminer les paramètres du corps comme la résistivité ρ , la densité de courant critique etc. Le calcul des pertes du conducteur est révisé comme la méthode des pertes équivalentes. L'effet de l'épaisseur et la largeur de ligne micro-ruban conductrices est discuté en respectant les termes de profondeur de pénétration et l'impédance de surface. Particulièrement, la profondeur de pénétration du champ dans le matériau et l'épaisseur de conducteur sont des facteurs critiques pour calculer les pertes d'une ligne de transmission. Dans la littérature, il a été démontré que la conductivité complexe varie avec le niveau de puissance. Le principe de la non linéarité de l'impédance de surface est donc présenté en fonction de la largeur de la ligne de transmission.

4.2.1 Calcul de l'impédance de surface d'un conducteur normal

L'impédance de surface est définie comme l'impédance caractéristique vue par une onde plane incidente perpendiculaire sur une surface plate du conducteur. Il n'y a pas de champs électrique ou magnétique de pénétration. La conductivité est très grande. En appliquant les équations de Maxwell avec les conditions aux frontières et la loi d'ohm (la relation des matériaux $\vec{J} = \sigma \vec{E}$), l'impédance de surface d'un conducteur normal (e.g.

l'argent $\sigma = 6.17 \times 10^7 \text{ S}/\mu\text{m}$, le cuivre $\sigma = 5.80 \times 10^7 \text{ S}/\mu\text{m}$, l'aluminium $\sigma = 3.77 \times 10^7 \text{ S}/\mu\text{m}$) à basse résistivité est écrite comme suit : (Voir référence [58] pour les détails)

$$Z_s = (1 + j) \sqrt{\frac{\mu_0 \pi f}{\sigma}} \quad (2.1.1)$$

μ_0 est la perméabilité dans le vide, f est la fréquence, $j = \sqrt{-1}$ et σ est la conductivité. La résistance de surface R_s et la réactance X_s sont égales : donc de l'équation (2.1.1) on peut donc écrire que :

$$R_s = X_s = \sqrt{\frac{\mu_0 \pi f}{\sigma}} \quad (2.1.2)$$

de l'équation ci-dessus on peut remarquer que R_s et X_s sont proportionnels à la racine carrée de la fréquence ($\propto \sqrt{f}$). La résistivité de l'argent, de cuivre et de l'aluminium sont respectivement de $2.52 \times 10^{-7} \sqrt{f} \text{ } (\Omega)$, $3.26 \times 10^{-7} \sqrt{f} \text{ } (\Omega)$ et $2.61 \times \sqrt{f} \text{ } (\Omega)$. L'effet de peau est écrit de la forme suivante :

$$\delta = \sqrt{\frac{1}{\mu_0 \pi f \sigma}} \quad (2.1.3)$$

L'équation (2.1.3) est proportionnelle à l'inverse de la racine carrée de la fréquence ($\propto f^{-1/2}$). Les valeurs de pénétration de l'argent, du cuivre et de l'aluminium sont

respectivement de $0.0642/\sqrt{f}$ (m), $0.0826/\sqrt{f}$ (m) et $0.066/\sqrt{f}$ (m). La figure 4.2 montre la pénétration de champs dans le conducteur idéal.

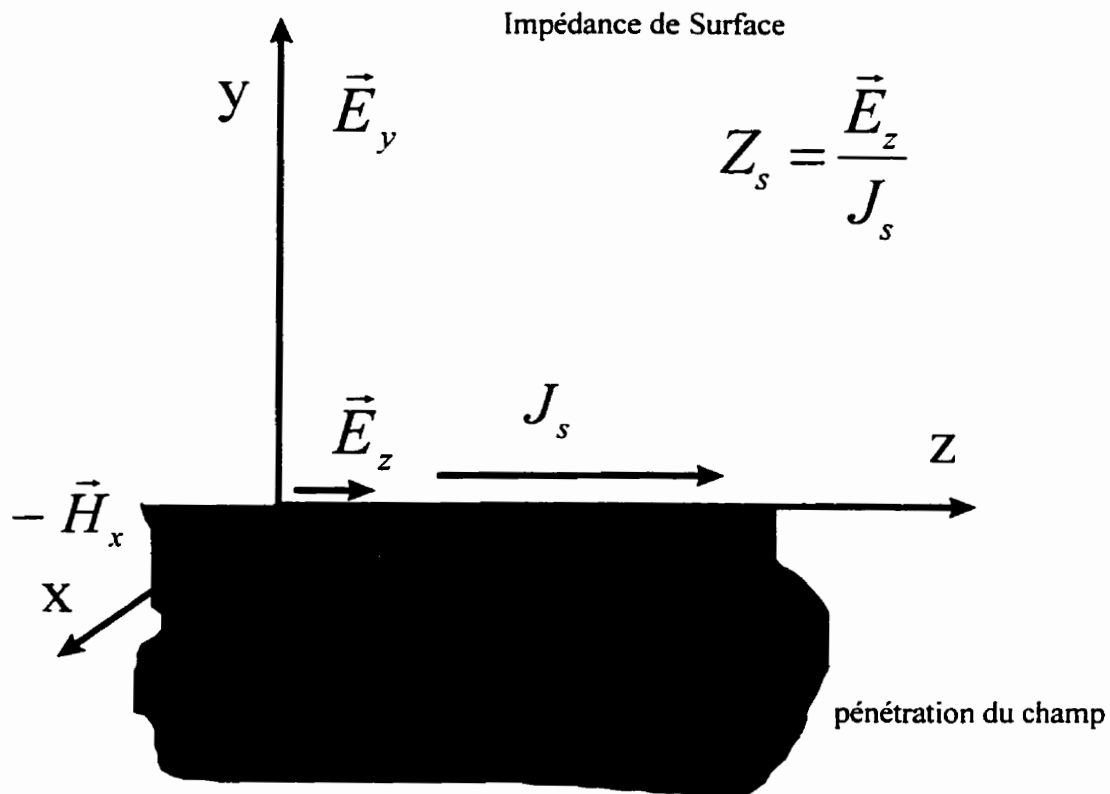


Figure 4.2 La pénétration du champs dans un conducteur idéal.

4.2.2 Effet de Meissner et équation de London

Le diamagnétisme parfait des supraconducteurs connu sous le nom d'effet de Meissner a été découvert par W. Meissner et R.Ochsenfeldt en 1933 [56]. Ils observaient deux phénomènes. Le premier phénomène est que, quand un champs magnétique est appliqué a un supraconducteur il ne pénètre pas dans le supraconducteur. Le champs magnétique

est exclu du supraconducteur. Le second phénomène, ils trouvaient, que même quand un champs magnétique est à l'intérieur d'un supraconducteur à l'état normal ($T > T_c$) ou T est la température et T_c est la température critique, le champs magnétique est expulsé du supraconducteur quand il est refroidi aux dessous de T_c . Le premier phénomène peut être expliqué par la théorie électromagnétique classique pour un conducteur parfait avec une résistivité nulle. Le second ne peut pas être expliqué par la théorie classique qui prédit que le flux magnétique serait figé dans le supraconducteur sous de telles circonstances. L'effet de Meissner est une propriété unique des supraconducteurs. Une théorie simple explique l'effet de Meissner par l'application de la loi de Newton au porteurs supraconducteurs :

$$m_s \frac{d\vec{v}}{dt} = q_s \vec{E} \quad (2.2.1)$$

tel que :

m_s : est la masse effective.

\vec{v} : est la célérité de porteur.

q_s : est la charge électrique.

\vec{E} : est le champ électrique.

La densité de courant supraconducteur J_s est exprimée par :

$$\vec{J}_s = n_s q_s \vec{v} \quad (2.2.2)$$

tel que :

n_s : est la densité des porteurs supraconducteurs.

La substitution de (2.2.2) dans (2.2.1) donne :

$$\frac{m_s}{n_s q_s^2} \frac{d\vec{J}}{dt} = \vec{E} \quad (2.2.3)$$

L'équation est écrite sous une forme simplifiée.

$$\Lambda \frac{d\vec{J}_s}{dt} = \vec{E} \quad (2.2.4)$$

tel que :

$$\Lambda = \frac{m_s}{n_s q_s^2} \quad (2.2.5)$$

est connue sous le nom de première équation de London. L'équation (2.2.4) est connue comme étant la première équation de London et définit la constante Λ . Cette équation a été dérivée par F. London & H. London en 1935 [56].

La loi de Faraday est de la forme :

$$\text{rot}(\vec{E}) = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (2.2.6)$$

tel que \vec{B} est l'induction magnétique. La rotation de (2.2.4) nous donne :

$$\frac{d}{dt} \{ \text{rot} \vec{J}_s \} - \frac{1}{\Lambda} \text{rot}(\vec{E}) = 0 \quad (2.2.7)$$

En remplaçant (2.2.6) dans (2.2.7) devient :

$$\frac{d}{dt} \left\{ \text{rot}(\vec{J}_c) + \frac{1}{\Lambda} \vec{B} \right\} = 0 \quad (2.2.8)$$

En utilisant les équations de Maxwell :

$$\frac{1}{\mu} \text{rot}(\vec{B}) = \vec{J}_c + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (2.2.9)$$

et

$$\text{div}(\vec{B}) = 0 \quad (2.2.10)$$

tel que

μ est la perméabilité et \vec{D} est l'induction électrique. À l'intérieur du supraconducteur le courant de conduction domine à fréquence basse et modérée, nous pouvons négliger le terme de courant de déplacement. L'identité vectorielle est écrite de la forme suivante :

$$\text{rot}(\text{rot}(\vec{B})) = \text{grad}(\text{div}(\vec{B})) - \nabla^2 \vec{B} \quad (2.2.11)$$

En substituant les équations (2.2.9) dans (2.2.8) et en utilisant (2.2.10) et (2.2.11) on obtient :

$$\frac{d}{dt} \left\{ \nabla^2 \vec{B} - \frac{1}{\lambda_L^2} \vec{B} \right\} = 0 \quad (2.2.12)$$

λ_L : est la profondeur de pénétration. Elle est définie de la forme suivante :

$$\lambda_L = \sqrt{\frac{\Lambda}{\mu}} \quad (2.2.13)$$

De l'équation (2.2.11), si le champs magnétique est constant, il est indépendant du temps. Donc lorsqu'on applique initialement un champs magnétique égal à zéro à l'intérieur du supraconducteur, le champs magnétique reste toujours nul ($B = 0$), il faut mentionner que l'égalité $B = 0$ n'affecte pas la couche mince superficielle du matériau supraconducteur, ce qui montre que le champs magnétique ne pénètre jamais le matériau supraconducteur [3]. Les essais expérimentaux montrent pourtant que le champs magnétique pénètre dans le corps supraconducteur à une profondeur de quelques nanomètres (10^{-12} m), cette distance est grande par rapport aux distances inter atomiques et dépend du type de métal et de la température de refroidissement. L'équation (2.2.12) explique le premier phénomène de Meissner. Cependant, si on applique un champs non nul à l'intérieur du supraconducteur, alors que l'état du matériau est non supraconducteur ($T > T_c$), le champs magnétique non nul représente une solution de l'équation (2.2.12). Contrairement à l'observation de Meissner, le flux magnétique initial sera piégé à l'intérieur du supraconducteur, et non repoussé vers l'extérieur du matériau supraconducteur. Pour expliquer l'effet de Meissner, on suppose que la dérivée du temps est égale à zéro ceci implique que :

$$\nabla^2 \vec{B} - \frac{1}{\lambda_L^2} \vec{B} = 0 \quad (2.2.14)$$

La solution de l'équation (2.2.14) pour une seule dimension peut être écrite de la forme suivante :

$$B(z) = B(0)e^{-\frac{z}{\lambda_L}} \quad (2.2.15)$$

De l'équation (2.2.15), l'induction magnétique décroît d'une façon exponentielle à l'intérieur du supraconducteur à partir de la surface. Avec une longueur d'atténuation

égale à la profondeur de pénétration de London λ_L pour le supraconducteur à basse et à haute température. On mentionne que la valeur λ_L est égale à quelques milliers d'angströms. L'effet de Meissner et les équations de London sont soumis à des limitations dues à l'échelle relative des différents phénomènes observés. Les électrons mis en paire ont des spin opposés. Ils se comportent sur une longueur d'échelle 'Length Scale' égale à peu près à la longueur de cohérence supraconductrice qui est un paramètre intrinsèque dérivé du principe d'incertitude de mécanique quantique [56] :

$$\xi = \frac{a h v_F}{k_B T_c} \quad (2-2-16)$$

a : est une constante numérique de l'ordre de l'unité.

h : est la constante de Planck.

v_F : est la célérité des électrons.

k_B : est la constante de Boltzman.

Il existe deux types de supraconducteurs. Les supraconducteurs de type I, qui ont une longueur de cohérence plus grande que la profondeur de pénétration de London. Les matériaux excluent complètement le flux magnétique. Le champ magnétique H est plus petit qu'un champ magnétique critique H_c et le supraconducteur se détériore quand H est plus grand que H_c . Le second est appelé type II. Ce type a une longueur de cohérence égale ou plus petite que la profondeur de pénétration de London en présence d'un champ magnétique. Les supraconducteurs de type II excluent le flux magnétique seulement pour des champs plus petits que le champ critique H_c . Cependant, ces matériaux restent supraconducteurs jusqu'à un champ critique plus haut, à des champs intermédiaires $H_{c1} < H < H_{c2}$. Le supraconducteur entre dans un état mixte ou vortex. On note que la plupart des supraconducteurs sont de type II.

4.2.3 Calcul de l'impédance de la surface d'un conducteur supraconducteur

Le modèle à deux fluides est basé sur le concept selon lequel il y a deux fluides dans le supraconducteur; on suppose que les électrons qui ne sont pas en état de fluide supraconducteur se comporte comme des électrons normaux. De cette supposition, on peut déduire que le courant total est la somme de deux courants, un courant supraconducteur avec une densité de porteur n_s et un courant normal avec une densité n_n . La somme des deux courants donne la densité totale de porteurs $n = n_s + n_n$. Les expressions d'énergie libre sont postulées pour les électrons normaux et supraconducteurs. A des températures au dessous de T_c les fractions d'équilibre des électrons normaux et supraconducteurs $\frac{n_n}{n}$ et $\frac{n_s}{n}$ varient avec la température T comme suit:

$$\frac{n_n}{n} = \left(\frac{T}{T_c} \right)^4 \quad (2.3.1)$$

et

$$\frac{n_s}{n} = 1 - \left(\frac{T}{T_c} \right)^4 \quad (2.3.2)$$

Ces expressions sont obtenues après simplification de la formulation de Gorter et Casimir [3, 56]. Pour $T = T_c$ tous les porteurs sont à l'état supraconducteur et la fraction des porteurs supraconducteurs tend vers zéro quand la température T tend vers T_c . Ceci implique que la formule (2.3.2) prend la forme suivante :

$$n_s = n$$

La profondeur de pénétration λ_L du champs dans le supraconducteur est une fonction de la température. En substitution (2.3.2) dans l'équation (2.2.13) on obtient :

$$\lambda_L(T) = \lambda_L(0) \left[1 - \left(\frac{T}{T_c} \right)^4 \right]^{-1/2} \quad (2.3.3)$$

avec :

$$\lambda_L(0) = \sqrt{\frac{m_s}{\mu n_s q_s^2}} \quad (2.3.4)$$

Pour $T = T_c$, λ_L est infinie. $\lambda_L(0)$ est la profondeur de pénétration à une valeur minimale $\lambda_L(0)$. Comme on l'a déjà mentionné, la profondeur de pénétration est une fonction de la température et elle est indépendante de la fréquence. Donc le supraconducteur n'introduit pas de dispersions dans les circuits micro-ondes contrairement au diélectrique et à la géométrie des dispositifs. Cette valeur diverge quand la température tend vers T_c . Dans ce cas, on suppose que les électrons ne sont pas en état de fluide supraconducteur et se comportent comme des électrons normaux. On peut alors appliquer les lois de l'électrodynamique classique et les électrons en paire satisfont l'équation de London.

4.2.4 Calcul de la conductivité à partir du modèle à deux fluides

La conductivité est dérivée en utilisant le modèle à deux fluides. Dans ce qui suit on présente les résultats de leur analyse. Dans le modèle à deux fluides, une fraction des

électrons de conduction sont dans un état énergétique bas ou état supraconducteur et le reste sont dans un état excité ou état normal. Les électrons pair sont supposés être à l'abri des collisions. La dynamique de deux fluides est étudié en utilisant l'équation de London. Les détails de la formulation sont donnés dans [56, 60], on donne cependant les pour les équations principales. La densité de courant totale est de la forme suivante :

$$\vec{J} = \vec{J}_n + \vec{J}_s \quad (2.4.1)$$

$$\vec{J} = (\sigma_1 - j\sigma_2)\vec{E} \quad (2.4.2)$$

tel que :

$$\sigma_1 = \frac{n_n q_n^2 \tau}{m_n (1 + (2\pi f \tau)^2)} \quad (2.4.3)$$

et

$$\sigma_2 = \frac{1}{2\pi f} \left(\frac{n_n q_n^2 (2\pi f \tau)^2}{m_n (1 + (2\pi f \tau)^2)} \right) + \frac{n_s q_s^2}{2\pi f m_s} \quad (2.4.4)$$

ou

n_n : est la densité du nombre des électrons à l'état impair.

n_s : est la densité du nombre des électrons à l'état pair.

τ : est le temps de relaxation d'impulsion.

m_n : est la masse de l'électron.

L'équation (2.4.4) est écrite sous la forme suivante :

$$\sigma_2 = \sigma_{2n} + \sigma_{2s} \quad (2.4.5)$$

La partie réelle de la conductivité complexe, équation (2.4.2), correspond au fluide normal, et dépend seulement des paramètres normaux. Alors que la partie imaginaire équation (2.4.4) correspond aux deux fluides, normal et supraconducteur respectivement. La figure 4.3 représente les contributions des deux courants, les électrons normaux et les électrons supraconducteurs

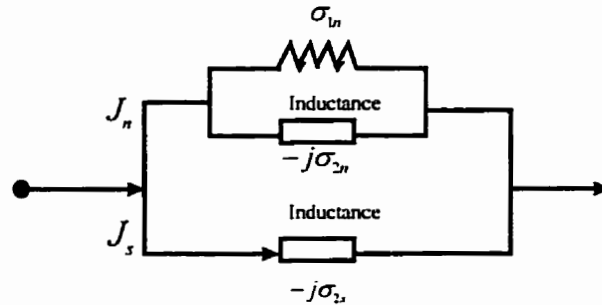


Figure 4.3 Le circuit équivalent représente l'admittance par unité cubique du matériau supraconducteur pour le modèle à deux fluides.

Pour des fréquences d'opération au dessus de 100 GHz ($f < 100\text{GHz}$) on suppose que $(2\pi f\tau)^2 \ll 1$. La conductivité effective devient :

$$\sigma_{eff} = \sigma_n \left(\frac{n_n}{n} \right) - j \left(\frac{1}{2\pi f \mu_0 \lambda_L^2} \right) \quad (2.4.6)$$

l'équation (2.4.6) peut être écrite sous la forme suivante :

$$\sigma_{eff} = \sigma_n \left(\frac{T}{T_c} \right)^4 - j \left(\frac{1 - \left(\frac{T}{T_c} \right)^4}{2\pi f \mu_0 \lambda_n^2} \right) \quad (2.4.7)$$

n étant la densité totale de conduction et σ_n est la conductivité de l'état normal, donnée par

$$\sigma_n = \frac{ne^2 \tau}{m} \quad (2.4.8)$$

n , e m et τ sont définies avant.

En substituant la conductivité effective dans (2.4.3), on obtient

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{2\pi f \mu_0 \sigma_{eff}}} \approx \sqrt{\frac{2}{2\pi f \sigma_n \left(\frac{T}{T_c} \right)^4 - j \frac{1}{\lambda_L^2}}} \quad (2.4.9)$$

De l'équation (2.4.9) on remarque que lorsque la fréquence diminue, l'épaisseur de peau augmente. Aussi elle est formée de deux termes, le premier terme réel dépend de la fréquence, ce terme diminue lorsque la température diminue alors que le second terme complexe est indépendant de la fréquence, il devient dominant à de basses températures. Lorsque la fréquence est réduite à zéro, le champ pénètre le supraconducteur suivant la formule statique. En posant $f = 0$ l'équation (2.4.9) devient :

$$\delta = \sqrt{2j} \lambda_L \quad (2.4.10)$$

La profondeur de pénétration dans le supraconducteur est égale à quelques nanomètres, elle est plus petite que celle des métaux normaux. Cette réduction de pénétration dans les matériaux supraconducteurs est due à l'effet des courants réactifs des paires d'électrons. Le tableau ci-dessous résume des résultats expérimentaux [56, 60] : (Pour quelques matériaux)

Le cuivre à 10 GHz	La résistivité R_s ($m\Omega$)	L'effet de peau δ (μm)
T=300 K	2.5	0.5
T=77 K	1	*
T=4.2 K	0.8	*

Le calcul de l'impédance de surface d'un supraconducteur est effectué en calculant la conductivité. Comme on a déjà expliqué dans le modèle à deux fluides, la conductivité dépend de deux courants ; un courant supraconducteur avec une densité volumique J_s et un courant normal avec une densité volumique J_n . Les détails et la dérivation de l'impédance de surface pour un supraconducteur se trouvent dans le livre [56]. L'impédance de la surface s'écrit sous la forme suivante :

$$Z_s = (1 + j) \sqrt{\frac{\mu_0 \pi f}{\sigma}} = \sqrt{j 2 \pi f \mu_0 \frac{\sigma_1 + j \sigma_2}{\sigma_1^2 + \sigma_2^2}} = \sqrt{\frac{2 \pi f \mu_0}{\sigma_2} \left(\frac{1}{2} \frac{\sigma_1}{\sigma_2} + j \right)}^{-1/2} \quad (2.4.11)$$

$$R_s = 2 \pi^2 f^2 \mu_0^2 \lambda_L^3 \sigma_n \left(\frac{n_n}{n} \right) \quad (2.4.12)$$

En remplaçant (2.3.1) dans l'équation (2.4.12) devient :

$$R_s = 2\pi^2 f^2 \mu_0^2 \lambda_L^3 \sigma_n \left(\frac{T}{T_c} \right)^4 \quad (2.4.13)$$

et

$$X_s = 2\pi f \mu_0 \lambda_L \quad (2.4.14)$$

On constate dans l'équation (2.4.12), que les pertes augmentent proportionnellement au carré de la fréquence (ω^2), alors que la réactance, équation (2.2.14), est proportionnelle à la fréquence (ω). L'équation (2.4.14) est nommée 'inductance cinétique' ou 'kinetic inductance', elle est écrite de la forme suivante :

$$L_K = \mu_0 \lambda_L \quad (2.4.15)$$

Lorsque $2\pi f \tau$ est petite et $n_n \ll n_s$, pour un supraconducteur, à une température au dessous de T_c , l'équation (2.4.3) montre que la résistance de surface est très petite. Pour des circuits micro-ondes opérant à des fréquences autour de 10 GHz, on a trouvé que la résistance de surface est très faible de 20 à 50 $\mu\Omega$ pour $T = 4.2$ K et 300-400 $\mu\Omega$ pour $T = 77$ K [56]. En comparant avec un conducteur normal comme le cuivre (Cu), la résistance de surface est 120 fois plus grande pour $T = 4.2$ K et 15 fois plus grande pour $T = 77$ K [56].

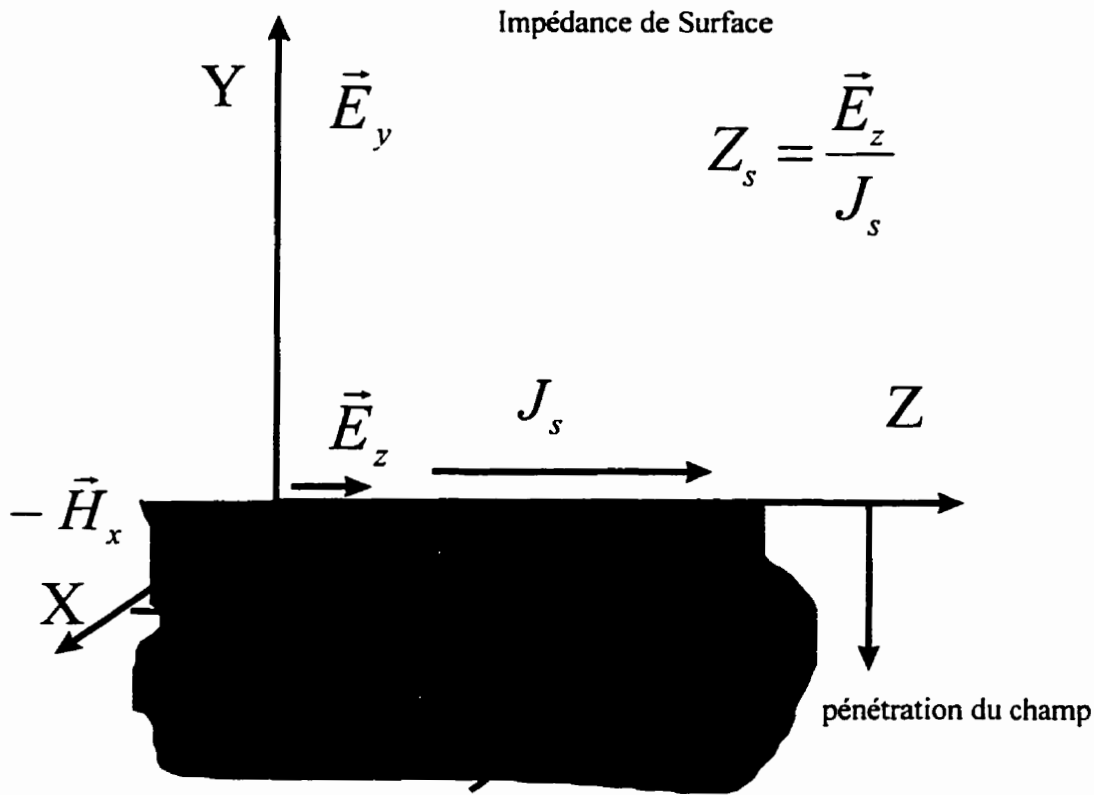


Figure 4.4 Effet de pénétration du champs dans le matériau supraconducteur

4.3 Les méthodes de caractérisation de matériaux supraconducteurs

Dans cet section nous présentons les méthodes de caractérisation de ligne de transmission supraconductrice HTS. Différentes méthodes expérimentales de caractérisation existent dans le domaine fréquentiel [61] en utilisant un analyseur de réseau comme première étape. Les caractéristiques sont calculées à partir des paramètres de réflexion S_{11} et de transmission S_{21} : Taux d'onde stationnaire TOS, coefficient de réflexion, fréquence de résonances etc. Puis l'extraction des paramètres de propagation, d'atténuation α et de la phase β sont calculés. Enfin les calculs sont fait pour déterminer les propriétés des matériaux en fonction des paramètres de propagation. La permittivité effective ϵ_{eff} est

déduite de la phase et la permittivité réelle s'obtient après la résolution itérative. Les fréquences de résonance et d'anti-résonance mesurées permettent d'obtenir l'atténuation et la vitesse de phase. Dans le domaine temporel ou impulsionnel on analyse une ligne de test chargée $50\ \Omega$. Le principe consiste à déterminer les signaux réfléchis par le dispositif sous test, et transmis à partir de ce même dispositif lorsqu'il est excité par un échelon de tension de temps de montée très faible de l'ordre de 20 ps. Le passage au domaine fréquentiel est fait par la transformation de Fourier. La modélisation consiste à traduire correctement le comportement supraconducteur de la ligne. Nous décrivons aussi la modélisation d'une ligne micro-ruban en utilisant les approches numériques soit l'approche en mode quasi-TEM ou bien l'analyse en modes hybrides [62] comme la méthode de résonance transverse, aux fréquences élevées. L'approche en mode quasi-TEM est basée sur la règle d'inductance différentielle. Cette approche est développée par [62]. Alors que les méthodes hybrides utilisées sont les méthodes finies comme la méthode de différences finies [63] et de la ligne de transmission TLM, la méthode des moments [64] et la méthode des lignes [65].

4.4 Génération des harmoniques

La ligne de transmission HTS est un composant passif non linéaire, cette non linéarité génère des harmoniques. Les harmoniques 3^{ème}, 5^{ème} et 7^{ème} sont générées dans les matériaux HTS en augmentant le niveau du courant dans la ligne de transmission [66]. La figure 4.5 illustre le schéma bloc du montage de mesure de la capacité à supporter de fortes puissances et la mesure du troisième harmoniques d'intermodulation des composants supraconducteurs. Les tests de mesures, illustrés dans la figure 4.5 est utilisée pour faire les mesures de puissance de la 3^{ème} harmonique d'intermodulations dans le chapitre suivant.

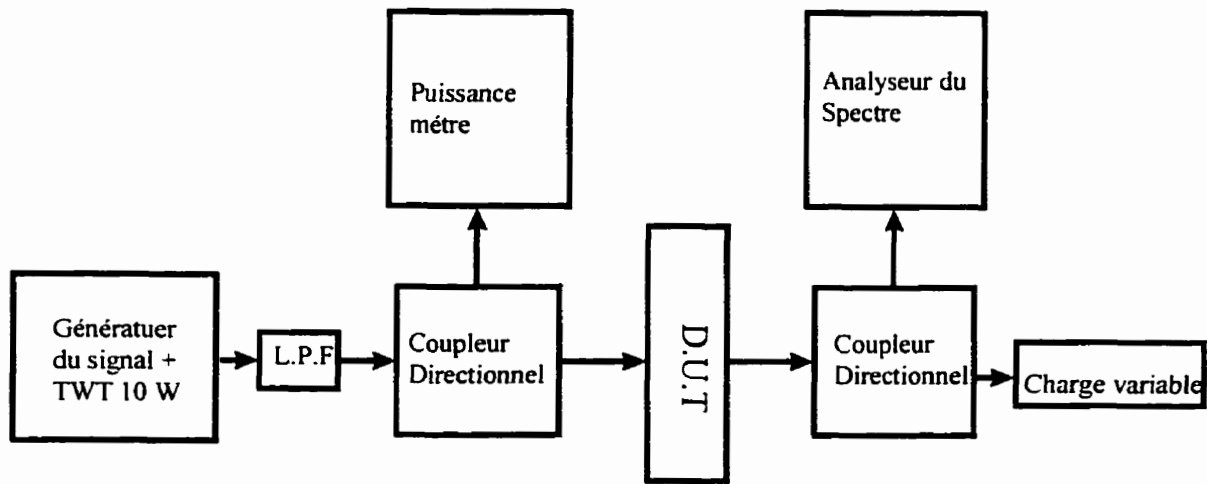


Figure 4.5 Le schéma bloc du montage de mesure de la capacité à supporter de fortes puissances et de la mesure du troisième harmonique d'intermodulations dans des composants supraconducteurs.

4.5 La conception et la réalisation des composants d'un B.F.N

Cette partie présente la conception et la réalisation des différents composants qui constituent le combineur/diviseur de puissance, à savoir: le coupleur hybride 90 degrés (Branch line coupler), les lignes de transmission équerre 90 degrés (90 degree bends for 50% and 70% mitering) et les terminaisons résistives 50 ohms. Le substrat choisi a les spécifications suivantes: constante diélectrique du lanthane aluminate (LaAlO_3) égale à 24.5, l'épaisseur du substrat est de 10 millièmes de pouces, on utilise un conducteur supraconducteur copper oxide ceramic TlBaCaCuO dont l'épaisseur est très mince, les pertes tangentiellees considérées sont faibles de 3×10^{-5} , la transition de la température est égale à 77 K. La fréquence d'opération est entre 11.7 et 12.2 GHz et la largeur de bande est de 500 MHz. Les longueurs et les largeurs des lignes de transmission des composants ont été obtenues par l'analyse du modèle à l'aide du logiciel Touchstone et après

optimisation du modèle en utilisant HFSS "High frequency Structure Simulator". Les méthodologies de la conception sont les suivantes:

- 1) Calculer les dimensions physiques de la ligne de transmission en utilisant Linecalc [67] ou bien la section 3. L'effet supraconducteur peut être inclus dans la CAO (Conception assisté par ordinateur).
- 2) Modéliser la largeur de la ligne en utilisant HFSS [68].
- 3) Analyser le modèle en utilisant Touchstone jusqu'à on obtient les performances du modèle.
- 4) Utiliser HFSS afin de modéliser le même modèle.
- 5) Ajuster les longueurs électriques des lignes du modèle en utilisant Touchstone jusqu'à ce que les paramètres S concordent avec les résultats du HFSS.
- 6) Le modèle obtenu du Touchstone indique la façon de fixer ou changer les longueurs de la ligne de transmission. On fixe les longueurs appropriées et on recalcule de nouveau les étapes 4, 5 et 6.

La conception de tous les dispositifs est faite en suivant les mêmes étapes. Dans ce qui suit, on va présenter la méthode de mesure et les équipements utilisés.

4.6 Les méthodes de mesure et les équipements utilisés

Les résultats expérimentaux des circuits sont obtenus en utilisant la technique d'étalonnage TRL "Through/Reflect/Line" [69]. Les équipements de mesure sont: l'appareil de refroidissement cryogénique (Gryogenic Apparatus), l'analyseur de réseau Wiltron 360, un compresseur de gaz Hélium et un système d'asservissement. Ce système est décrit par la figure. 4.6. Le système de refroidissement fonctionne en faisant circuler le gaz Hélium dans l'appareil. La technique d'étalonnage TRL élimine les effets des

lignes de transmission dans la fixture du test (Test fixture). Seulement, les effets des connections (Bonding wires) du circuit et de la fixture ne sont pas pris en compte. Les ports d'entrée et de sortie sont attachés à des connecteurs K en utilisant la soudure Indium. Les fixtures sont fabriquées en utilisant les matériaux Thermkon 70 M (85% Mo, 15% Cu) voir figure 4.7 pour les détails. Ces matériaux sont faciles à fabriquer et possèdent une conductivité thermique élevée. Les figures des fixtures pour mesurer le coupleur et le BFN sont montrées dans le chapitre suivant. Les étapes de la technique d'étalonnage TRL sont:

- Le standard "Through" est obtenu en connectant directement les 2 parties de la fixture.
- Le standard "Reflect" est obtenu en séparant les 2 parties de la fixture.
- Le standard "Line" ligne est obtenue en mettant une ligne entre les 2 parties de la fixture.

Chaque étape nécessite une heure de refroidissement pour atteindre la température 77 K, et 30 minutes pour le réchauffement. On a besoin de 6 heures de travail pour compléter l'étalonnage à 2 ports et ensuite de 2 heures pour combiner le circuit à la fixture et prendre les mesures. Les résultats expérimentaux des dispositifs passifs sont donnés dans le chapitre 5. Dans les parties suivantes, on va présenter les caractéristiques électriques des dispositifs : le coupleur 3 dB, les lignes de transmission et la construction du BFN.

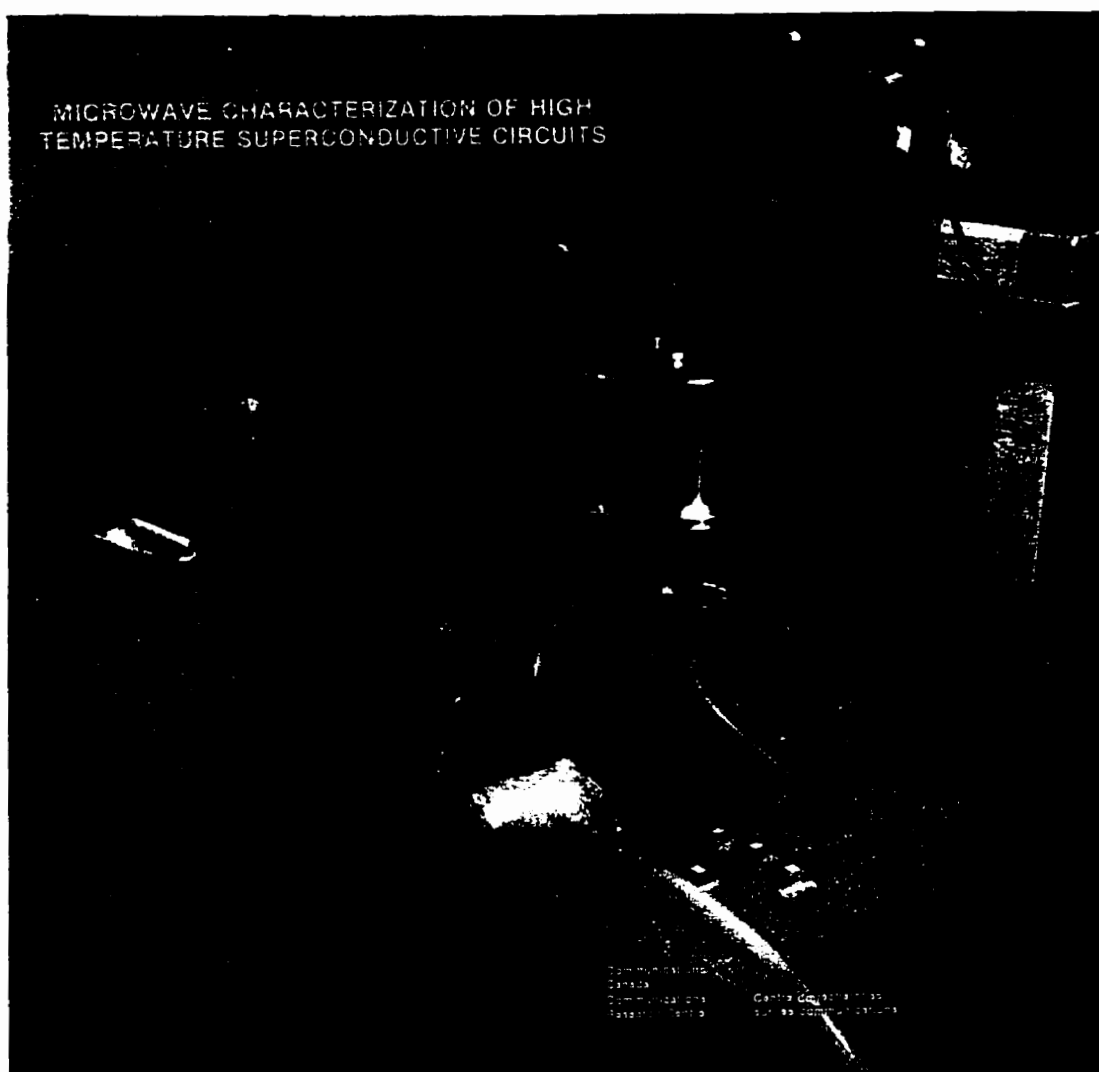


Figure 4.6 Le système de mesure

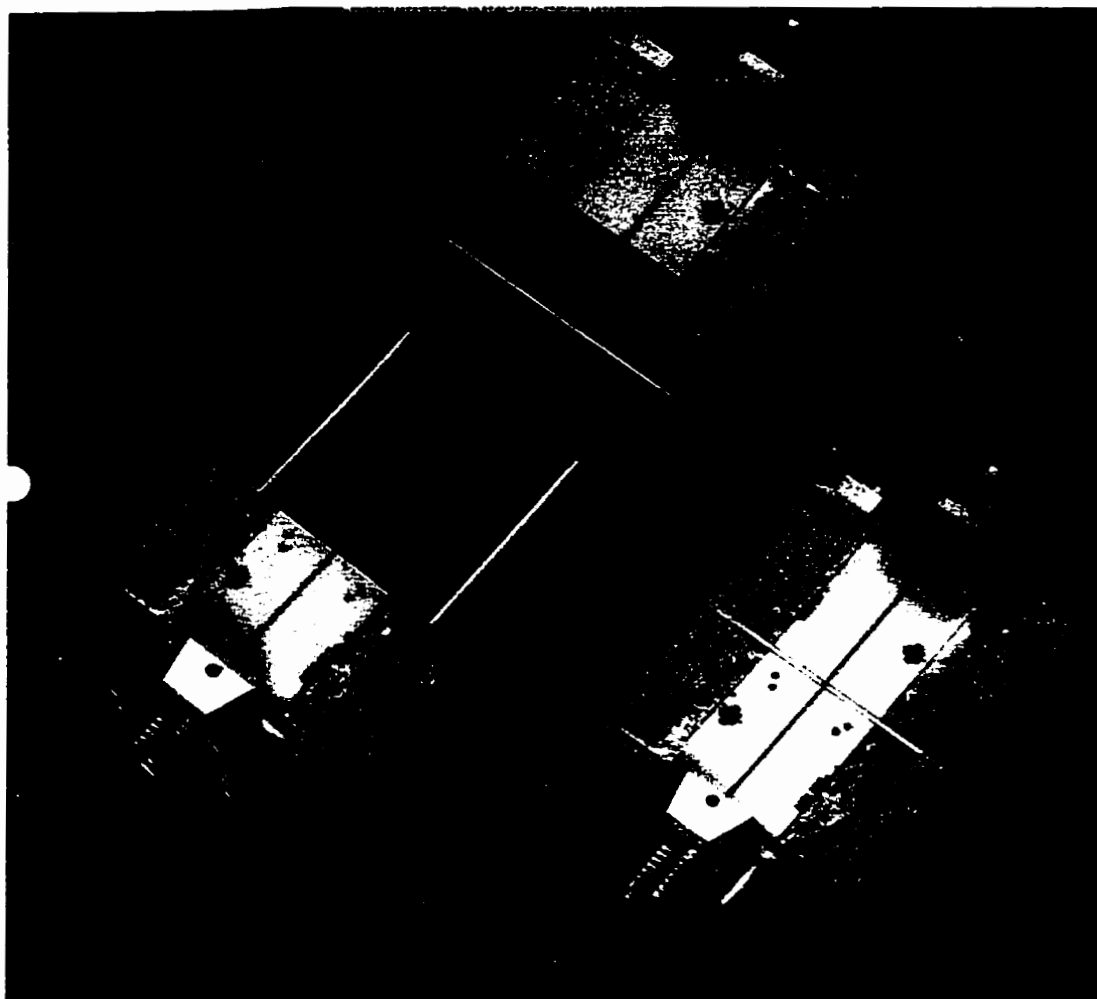


Figure 4.7 Photographie du bloc de la fixture

4.7 La conception et la réalisation d'un coupleur 3 dB

Le coupleur hybride 3 dB permet de diviser les signaux entre 2 accès. Ce dispositif est plus simple à réaliser que le diviseur de Wilkinson, car il n'y a pas de résistance d'équilibrage et la bande passante est plus étroite. Le déphasage des signaux de sortie est égal à 90 degrés, ce qui permet de réaliser des circuits amplificateurs équilibrés de puissance, des circuits mélangeurs équilibrés et des atténuateurs ou des déphaseurs adaptés. Les spécifications du coupleur à concevoir sont: un coefficient de réflexion de -25 dB, un couplage et une amplitude de transmission de -3 dB et le coefficient d'isolation de -25 dB. Les performances des résultats théoriques et expérimentaux sont donnés dans le tableau 2.1. Le coupleur 3 dB a une dimension de 0.2 cm². On utilise des conducteurs normaux, pour le même coupleur fonctionnant à des fréquences entre 11.7 et 12.2 GHz. La dimension est de 4 cm² lorsqu'on utilise un substrat égal à 2.33.

4.8 Les lignes de transmission équerre 90 degrés

Différentes lignes de transmission sont optimisées et mesurées en utilisant les méthodes de conception et de mesure expliquées. Les résultats théoriques et expérimentaux sont résumés dans le chapitre suivant. On voit que les résultats théoriques concordent avec les résultats des mesures. Les paramètres optimaux sont obtenues pour la ligne équerre 90 degrés coupée à 70% .

4.9 La construction du BFN

Tous ces dispositifs sont assemblés pour former le BFN opérant entre 11.7 et 12.2 GHz. Les photographies du BFN sont illustrés dans la figure 2.8. La conception est faite

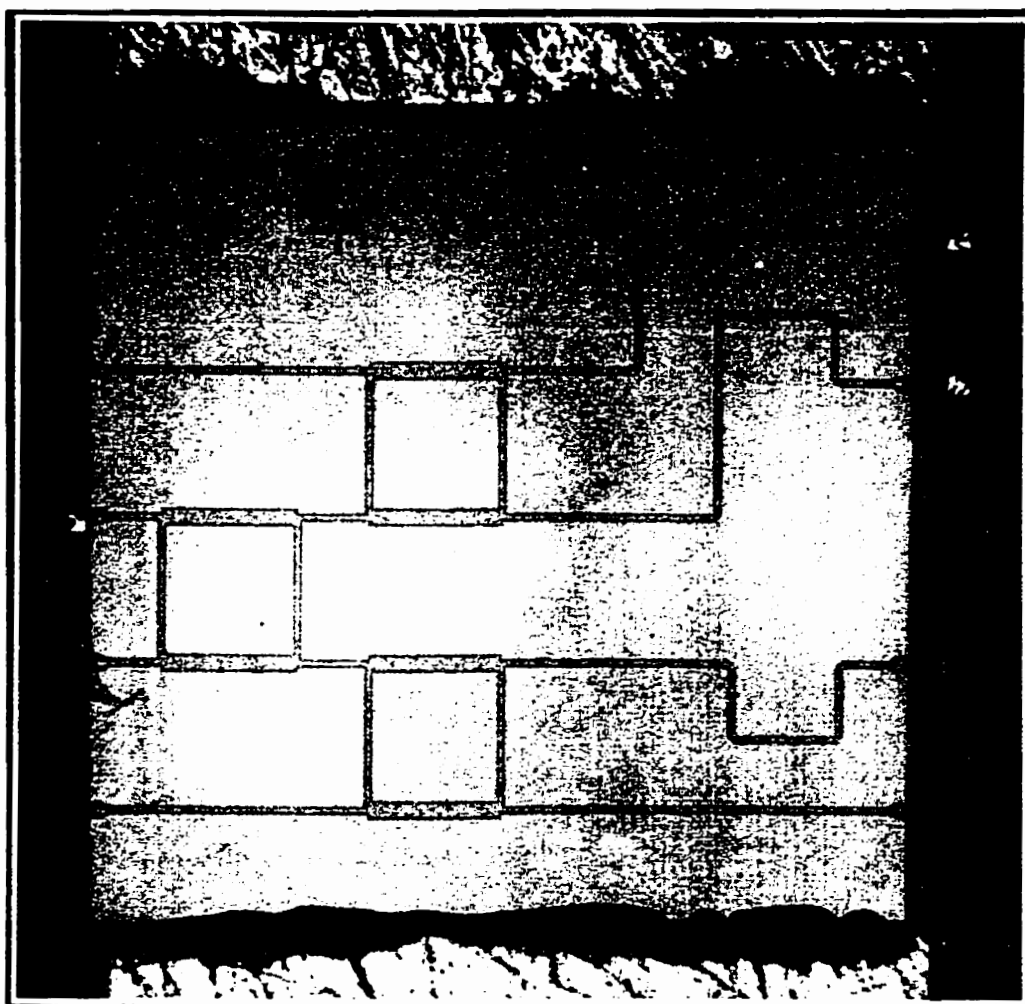


Figure 4.8 La photographie du beamforming network réalisé
en utilisant la technologie supraconductrice

Tableau 4.1. Les résultats théoriques et expérimentaux du coupleur hybride 3 dB.

	Les résultats théoriques	Les résultats mesurés
Le signal transmis pour 11.7, 11.95 et 12.2 GHz. (dB).	3.02/2.93/2.89	3.38/3.23/3.24
La variation du signal transmis pour la bande (dB/500 MHz).	0.13	0.14
Le couplage pour 11.7, 11.95 et 12.2 GHz (dB).	3.05/3.1/3.15	2.64/2.75/2.76
la variation du couplage pour la bande (dB/500 Mhz).	0.10	0.12
Les pertes (dB).	0.02	0.0
Les pertes d'insertions (S_{11}) pour 11.7, 11.95 et 12.2 (GHz).	25/35/32	25/29/21
L'isolation (S_{41}) pour 11.7, 11.95 et 12.2 GHz. (dB)	26/38/32	19/23/24
La phase entre le port du couplage et le port direct pour 11.95° (degree).	-90.8	-86.0

Tableau 4.2 Les résultats théoriques et mesurés du BFN.

	Les résultats théoriques				Les résultats mesurés				Erreur Max.
Freq	port 1	port 2	port 3	port 4	port 1	port 2	port 3	port4	
11.7	-6.07	-6.86	-6.29	-5.44	-6.29	-6.97	-6.29	-5.76	-0.32
11.95	-6.15	-6.75	-6.13	-5.48	-6.20	-6.44	-6.21	-6.08	-0.60
12.2	-6.07	-6.67	-6.09	-5.42	-6.09	-6.30	-6.07	-6.33	-0.91
Variation	0.08	0.19	0.20	0.06	0.29	0.67	0.22	0.57	0.51

Tableau 4.3 Les résultats théoriques et mesurés des pertes en dB du BFN.

Fréquence en GHz	Théorique	Mesuré
11.700	0.01	0.09
11.950	0.04	0.03
12.200	approx. 0	0.04

pour trouver une amplitude et une phase égale et elle est basée sur les résultats expérimentaux du coupleur et des lignes de transmission. Le tableau 2.2 résume les résultats obtenus. Le tableau 2.3 donne les pertes ohmiques du BFN. Les résultats des amplitudes de réflexion sont plus petits que -14 dB pour la bande 11.7-12.2 GHz. L'amplitude de transmission varie entre -5.5 dB à -6.75 dB pour les 4 ports de sortie. Les détails des résultats théoriques sont expliqués dans le chapitre suivant.

4.10 Simulation des composants du BFN en incluant les effets de supraconductivité

Les effets de supraconductivité sont pris en compte dans les développement des méthodes numériques par extraction des valeurs de la conductivité normale et de la profondeur de pénétration. Une fois ces deux paramètres extraits, l'impédance de la surface et la conductivité complexe sont calculées. Les spécifications de la ligne supraconductrice caractérisée par le manufacturier (superconductor technologies) sont les suivantes :

L'épaisseur est égal à $0.75 \mu m \pm 0.1 \mu m$.

La profondeur de pénétration est égale à $\lambda_L(77) = 0.3 \mu m$.

La résistance de la surface est égale à 0.25 mohm pour la température $T = 77$ K et $f = 10$ GHz.

La densité du courant est égale à 5×10^5 A/cm².

De l'équation (2.4.13) , (2.4.14) et (2.4.6) nous avons calculé

la conductivité normale, $\sigma_n = 2.97077 \times 10^6 (\Omega m)^{-1}$.

l'impédance de la surface $Z_s = 0.25 \times 10^{-3} + j2.36 \times 10^{-2} \Omega$ pour $f = 10$ GHz.

et la conductivité complexe. $\sigma_{eff} = 2.97 \times 10^6 - j14.07 \times 10^7 (\Omega m)^{-1}$.

Ces paramètres sont inclus dans les formulations des méthodes numériques pour tenir compte les effets de supraconductivité. La figure 4.9 compare les résultats théoriques

d'isolations et de réflexions du coupleur en tenant ou sans tenant compte les effets de supraconductivité avec les résultats de mesure. Les résultats théorique obtenues ne concordent pas parfaitement avec les résultats de mesures dues aux connections entre la ligne supraconductrice et le conducteur normal qui ne sont pas pris en compte et de refroidissement des charges 50 ohm. Les résultats en tenant compte les effets de supraconductivité sont plus proche des mesures. La figure 4.10 compare les résultats théoriques de couplage et transmission du coupleur en tenant ou sans tenant compte les effets de supraconductivité avec les résultats de mesure. Nous avons utilisé la méthode des éléments de frontières pour analyser les jonctions équerres 90 degrés de coupe 70 % les résultats simulées sont données dans le tableau 4.4. En comparant les résultats de la méthode des frontières et théorique en utilisant HFSS avec les résultats de mesure. Les résultats de la méthode des frontières sont plus proche de mesure sauf pour l'inclinaison de la phase ceci est due aux jonctions qui sont simulé en utilisant la méthode puis le circuit est analysé en utilisant le logiciel MDS.

Tableau 4.4 Les résultats de la ligne de transmission équerre 90 degrés coupe 70% en utilisant la méthode de frontières.

La ligne de transmission équerre 90 degrés coupe 70%			
Le nombre des bends est égal à 4.	Méthode des frontières	Théorique HFSS	Mesure
Valeur minimal de la réflexion S_{11} en dB.	23.1	28	>16
La transmission S_{21} en dB	0.2	<0.01	<0.15
La phase (offset) pour f_0 degrés.	-34	-29	-31
L'inclinaison de la phase	-1 ?	-17	-17

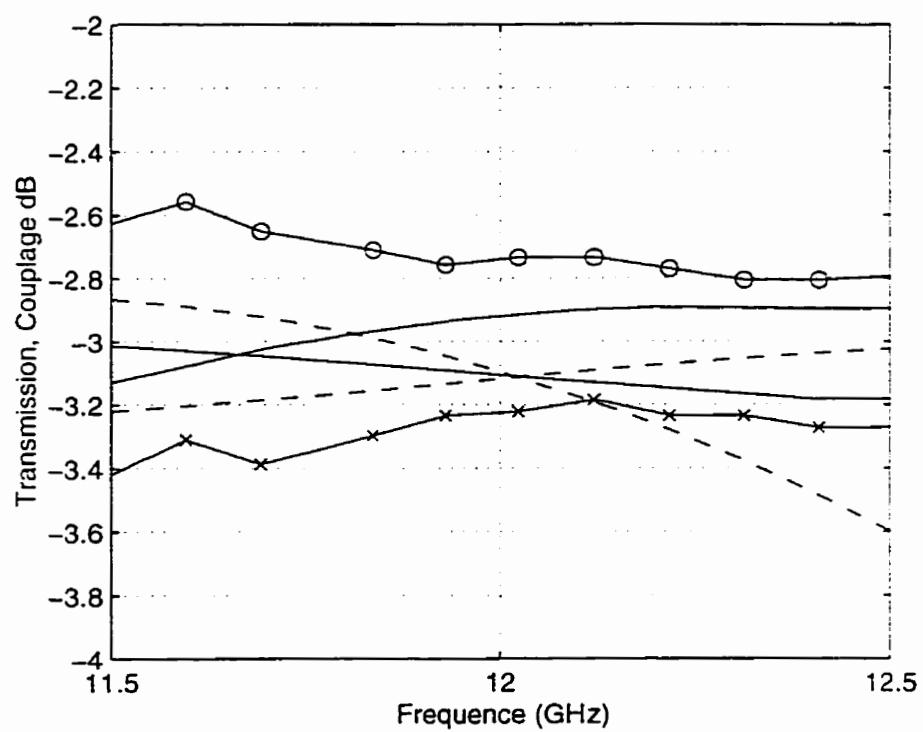


Figure 4.9 Les résultats théoriques du coupleur couplage et transmission

- tenir compte les effets de supraconductivité
- Sans tenir compte les effets de supraconductivité
- o Résultats expérimentaux

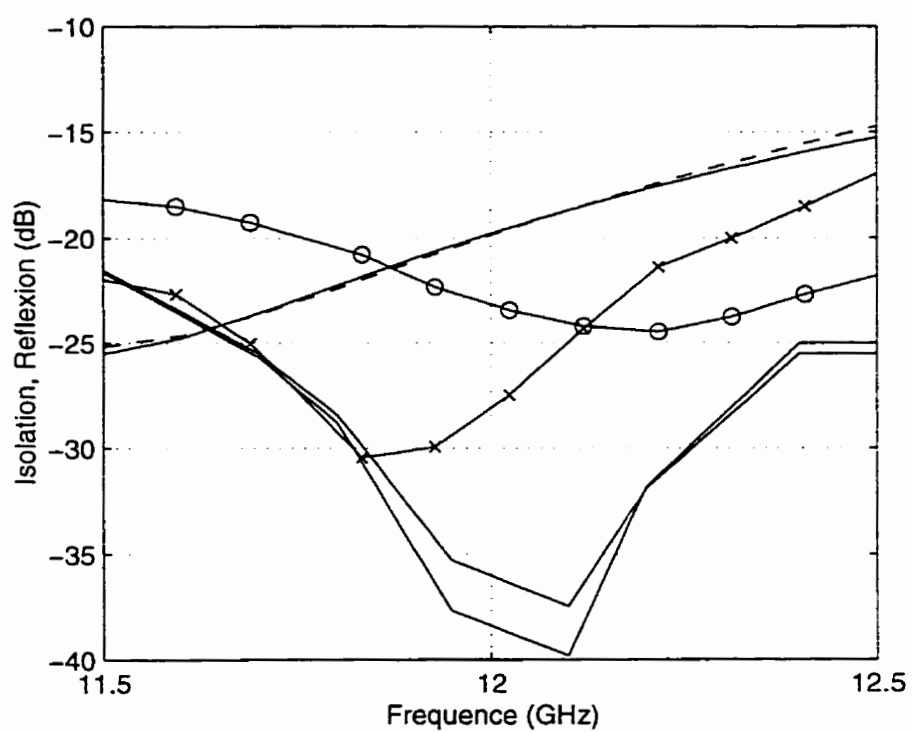


Figure 4.10 Les résultats théoriques du coupleur isolation et réflexion

- tenir compte les effets de supraconductivité
- Sans tenir compte les effets de supraconductivité
- o Résultats expérimentaux

4.11 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté les potentiels et les motivations d'utilisation de la supraconductivité pour des applications à très hautes fréquences. Nous avons présenté différents circuits supraconducteurs réalisés pour les applications spatiales. Une brève description des effets de la supraconductivité est aussi donnée. La conception et la réalisation des réseaux d'antennes opérant dans la bande X est présentée. L'avantage de ce combineur/diviseur de puissance est qu'il possède des pertes ohmiques négligeables et des dimensions assez petites. Les résultats théoriques se comparent bien avec les mesures. Dans ce qui suit nous allons présenter les hautes performances des diviseurs de puissance BFN1 à 4 voies, analysés, conçus, réalisés et caractérisés en suivant les méthodologies que nous avons présentées.

CHAPITRE V

HIGH-TEMPERATURE SUPERCONDUCTING BEAMFORMING NETWORK FOR COMMUNICATION SYSTEM APPLICATIONS

Article publié dans 'IEEE Transactions on Applied Superconductivity,
Vol. 7, No. 1, pp. 33-39, MARCH 1997'.

H. KOBEISSI, Student Member, IEEE, D. DROLET, K. WU**, Senior Member, IEEE,
M. G. STUBBS*, G. LARRALDE*** and S. RAO****

École Polytechnique de Montreal, Case Postal 6079, Succ. "Centre Ville"
Montreal (Quebec), Canada H3C 3A7.

* Communication Research Centre 3701 Carling Avenue,
P.O.Box 11490, Station H Ottawa, Ontario K2H 8S2

*** Spar Aerospace Limited 21025 Trans-canada Highway
Ste-Anne de Bellevue, Quebec, Canada H9X 3R2

**On leave from Polytechnique de Montreal and currently with Telecommunications
Research center, Departement of Electronic Engineering,
City University of Hong Kong, Tat Chee Avenue,
Kowloon, Hong Kong.

SOMMAIRE

Dans le chapitre quatre, nous avons présenté les potentiels d'utilisation de la technologie supraconductrice dans des circuits micro-ondes fonctionnant à de très hautes fréquences. Les avantages d'utilisation de la nouvelle technologie sont les pertes conductrices faibles, un bruit extrêmement bas, la combinaison de circuits fabriqués par différentes technologies combinant semi-conducteur et supraconducteur, les effets de la non linéarité d'où l'importance dans les applications à des circuits à fortes linéarités tel que les mélangeurs et les tripleurs, et la miniaturisation du circuit. Toutes ces considérations (la consommation de puissance, la miniaturisation du circuit, le bruit, la combinaison avec d'autre technologie et les pertes conductrices faibles) sont cruciales dans la conception des circuits micro-ondes fonctionnant à de fréquences très élevés au delà de 1 THz. Différents circuits micro-ondes sont réalisés en utilisant la nouvelle technologie de la fabrication (filtres, multiplexeurs, déphaseurs, oscillateurs, etc..), seul le BFN n'est pas rapporté nous sommes les premiers au monde à réaliser le circuit du BFN pour alimenter les réseaux d'antennes. Dans cet article, nous présentons les hautes performances d'un réseau d'antenne dues à l'utilisation de la technologie supraconductrice. Ce réseau d'antenne appelé en anglais BFN "Beamforming Network" est utilisé dans les systèmes de communication pour la fréquence d'opération 11.7-12.2 GHz, la largeur de bande est 500 MHz. Le BFN est utilisé pour l'alimentation de réseaux d'antennes. La conception et la mesure sont faites pour le coupleur hybride 3 dB et les lignes de transmission pliées à différentes coupes 50 % et 70 % comme première étape puis les résultats mesurés obtenus pour le coupleur 3 dB et les connexions sont utilisés pour construire le BFN 'Beamforming Network'. On a utilisé la nouvelle technologie supraconductrice en se basant sur le fait que le matériau supraconducteur refroidit, fonctionne comme un conducteur normal. Une fixture spéciale à 4 ports est fabriquée du matériau Thermkon 70 M pour caractériser les différents composants. Nous avons utilisé la méthode de mesure

TRL, chaque étape d'étalonnage nécessite une heure de refroidissement pour atteindre la température 77 K et 30 minutes pour le réchauffement. Trois coupleurs sont cascades en utilisant les lignes pliées pour construire un à quatre ports BFN. Les dimensions du BFN sont approximativement égales à $10 \times 10 \text{ mm}^2$. Nous avons fabriqué des prototypes avec un conducteur TlBaCaCuO déposé sur un substrat LaAlO_3 . La capacité de supporter des fortes puissances injectées dans les lignes de transmissions, lignes équerres et BFN sont étudiées. Nous avons remarqué une chute de puissance lorsque la puissance d'entrée atteint le 35 dBm dans la ligne de transmission pliée et le BFN. Cette chute est due au surchauffement de la ligne de transmission 50 ohm. Les caractéristiques d'intermodulations du troisième ordre sont aussi présentées. Les résultats théoriques obtenus du coupleur et du BFN concordent avec les résultats expérimentaux. Les calculs des pertes conductrices du BFN à partir des paramètres S théoriques et mesurés sont négligeables. Les résultats mesurés et théoriques montrent des pertes minimales de l'ordre de 0.03 dB et 0.04 dB respectivement pour la fréquence centrale 11.95 GHz pour le BFN. Les pertes de transmission varient entre -6.1 à -6.4 dB et les réflexions pour les différents ports sont meilleures que -14 dB pour la fréquence d'opération 11.95 GHz. Les résultats préliminaires démontrent la possibilité de construire un BFN à N portes. Le BFN fabriqué avec la technologie supraconductrice démontre des avantages comparé au BFN conventionnel, telles les réductions de taille et de poids ainsi que la minimisation des pertes. Cette étude démontre la supériorité des performances du BFN en utilisant la nouvelle technologie. L'importance de l'étude est de remplacer la structure classique du BFN formé de plusieurs coupleurs intégrés par le nouveau BFN rapporté dans le chapitre trois qui est plus compact et peut supporter des puissances plus élevées et élimine l'utilisation des mises à terres.

Mots clés : Réseau d'antenne, coupleur hybride, intermodulations, diviseur de puissance, capacité à supporter des fortes puissances.

ABSTRACT

This paper presents an application of the high-temperature superconductor (HTS) technology to the development of a high-performance antenna beamforming network (BFN) for communication system. Design and measurements are made in Ku-band with a multiple power divider technique involving a cascade of 3 dB branch-line couplers. Three microstrip couplers are integrated to form a one-to-four BFN. Experimental prototype is fabricated with TlBaCaCuO thin film deposited onto LaAlO₃ substrate. Power handling capability of related HTS components such as line, bend and BFN are also studied together with third-order intermodulation characteristics. It is shown that theoretical prediction is consistent with experimental results, presenting insertion loss of the four output ports ranging from 6.1 to 6.4 dB and return loss better than 14 dB at 11.95 GHz. These preliminary results demonstrate the potential of extending such a power divider technique in designing an N-port BFN. It is also indicated that the proposed HTS BFN scheme can offer advantages compared to its conventional counterpart, namely, a significant reduction in size/weight and low power loss.

Index Terms : Beam forming, branch line, intermodulation, power divider, power handling.

5.1 INTRODUCTION

Low loss and high-Q properties of the high-temperature superconductor (HTS) technology are well known to offer superior electrical performance in designing microwave and millimeter-wave components such as filter and multiplexer in satellite communication systems. In addition, HTS thin-film provides a number of added benefits to electrically small antenna and to its matching network by reducing conductor loss and thus improving radiation efficiency [48]. This technology has been considered to date essentially in the design of high-performance microwave integrated circuits. However, its application has not been deployed in antenna related circuits such as beamforming network (BFN). Although the high permittivity of LaAlO_3 substrate may be harmful in the design of antenna elements requiring high radiation efficiency, it can be used to miniaturize antenna circuits such as BFNs with an extremely compact topology. In addition, planar BFNs consisting of multiple signal distributing circuits can benefit from HTS technology by providing low-loss transmission to the radiating elements. It was reported that the overall feed network loss in dB is determined for a square array consisting of N elements by a simple equation such as $P_t^{\text{feed}} = (N^{1/2} - 1)(\alpha d)$ in which d refers to the element spacing and α is measured by dB/cm for a microstrip line [49]. It is clearly indicated from this equation that the design of a BFN can substantially benefit from lower loss of the HTS technology than that of its conventional counterpart. This is in particular important for the BFN circuits which present usually a large scale power dividing/combining and signal re-routing for high-gain antenna arrays. The use of HTS technology can be expected to reduce significantly the global transmission loss because the path length of such an BFN is usually more than tens of propagating wavelengths long. The increase in antenna gain considering the loss reduction of BFN can be translated to improved radiating power and efficiency of the overall transmitting system, and can also reduce the noise figure in the receiving antenna.

Antenna beamforming network (BFN) consists of a variety of passive components including narrow bandpass filters serving as channel preselection of receiver, power splitting and multiplexing circuits of transmitter, hybrid couplers used to distribute the signal among a number of designated antenna elements, phase slope equalizers and externally controlled phase shifters used to provide beam-steering capability. The superior and distinct advantages of a HTS beamforming network compared to its conventional counterpart in view of low loss and small size make this technology attractive for application in communication systems (e.g. radar and satellite communication) [70, 71]. This is in particular of great interest for space-based systems where small size/low weight and high efficiency of power use are critical factors in the pay-load system design. These superconducting passive components can be combined with cooled semiconductor (active) circuits to significantly improve the overall performance of the system [42].

This paper, even though its results are still of a preliminary nature, is to showcase the BFN application of the HTS technology. In this work, the design and measurements of a power dividing component for the BFN, which consists of a cascade of 3 dB branch line couplers to achieve an one-to-four power dividing scheme are presented. The one-to-four HTS BFN is designed to operate over the Ku-band frequency range of 11.7-12.2 GHz. Considering possible large signal application of the BFN circuits in the design of a transmitter, power handling capability of the HTS thin films used in the BFN and the related passive intermodulation results of a HTS bend line are also examined experimentally. The overall results indicate that the application of HTS technology is very promising in the design of BFN and related antenna circuits.

5.2 DESIGN PROCEDURE OF BFN CIRCUITS

In the present work, the HTS BFN consists of 3 dB branch line couplers, 90 degree bends and 50 ohm chip resistor terminations. The first step, it is to design, test and compare experiments to simulated results for each of these individual BFN components. The components are fabricated using TlBaCaCuO thin films deposited onto a 254 μm thick lanthanum aluminate (LaAlO_3) substrate. The transition temperature of the films is about 105 K. The relative dielectric constant of the substrate is approximately 24.5, and its loss tangent is about 3×10^{-5} . Two split block test fixtures are constructed using Thermkon 70 M. The photograph of a split-block test fixture of the couplers and fabricated one-to-four BFN including its test fixture are displayed in Figure 5.1 and Figure 5.2. These fixtures are modified to accommodate the 4 ports of the HTS coupler and 5 ports BFN as indicated in Figure 5.1 and Figure 5.2 [72]. They provide a transition from coaxial to microstrip line on a 50 ohm alumina substrate and can withstand repeated cryogenic cycling. A Thru-Reflect-Line (TRL) calibration is performed at liquid nitrogen temperature of 77 K. In the following separate sections, we will describe in detail the design procedure of each BFN component and discuss its predicted and experimental results.

5.2.1 Design of 3 dB Branch Line Coupler

The 3 dB branch line coupler is the essential component of the designed BFN, whose design procedure is considered as standard and is well established. It has been reported that HTS 3 dB branch line couplers are used in a microwave multiplexer to split input signal and to improve the matching performance [73]. The coupler used in this work is designed to operate over a 500 MHz bandwidth at center frequency of 11.95 GHz. A

commercial CAD software and a field theory-based 3-D electromagnetic analysis package are used in its design and optimization [2, 68]. Note that the conductive effect of the HTS thin films cannot be accommodated in the design and simulation of these tools which are limited to the ideal conductor case. Considering the limitation of the HTS wafer dimension and the overall scale of the BFN, the area of the coupler is designed to be less than 0.1 cm^2 .

Measurements are made with the use of a four port split-block test fixture with the TRL calibration at 77 K on a vector network analyzer. The calibration is performed only at port-1 and port-2 of the test fixture, with all the four ports assumed to be identical. The TRL calibration allows for de-embedding of the device under test. However, it does not remove the effect of bond wires connecting the circuit to the feed lines of the test fixture. This is expected to contribute to the accuracy of the measured circuit performance.

The computed and measured results for the HTS coupler are presented in Figure 5.3 (a) for transmission and coupling characteristics as well as Figure 5.3 (b) for return loss and isolation. The in-band variation observed for the coupling and transmitting signals are approximately 0.13 dB and 0.10 dB, respectively. The minimum measured return loss and isolation are below 29 dB and 23 dB, respectively at the designated center frequency. The discrepancy between the measured and calculated performances can be in part attributed to the exclusion of HTS effects in the CAD and analysis softwares. Other possible problems lie in the measurement of the coupled and isolation signals which may be attributed to the use of a single TRL calibration and the assumption of considering identical electrical characteristics of all the ports. The problematic calibration using a hybrid fixture of HTS and normal circuits leads to the difficulty of understanding the exact HTS performance. In this case, the electrical performance can be estimated with a reasonable accuracy through a set of experiments for each building blocks of the coupler

as well as the complete BFN. They include bends and lines, which will be presented and discussed subsequently.

5.2.2 Design of 90° Miter Bends

Figure 5.4 illustrates two bend lines consisting of four and six 90 degree bends with 50% and 70% mitering. They are designed to show their electrical performance and also the accuracy of the design prediction (simulation and analysis). The expected optimum results are obtained through a computer simulation of the 90 degree miter bends for the 70% cuts. Table 5.1 summarizes the simulated and measured results. It can be seen that the measured return and insertion losses are in general out of agreement with the theoretical prediction. These unmatched results clearly indicate that the software is not accurate for modeling mitered bends that are actually very simple in topology and the superconducting microwave surface resistance is completely ignored in the software package. However, the measured insertion phases and phase offsets are in good agreement with the simulation. This may be explained by the fact that the superconducting surface resistance contributes, a negligible reactive effect on the transmission, thereby affecting very little the phase characteristics of the circuits.

5.2.3 50 Ohm Chip Resistor Termination

In conventional MICs including hybrid MICs, chip resistors are generally grounded with metallized via-holes. Since the fabrication of via-holes on the LaAlO_3 substrate is known to be very difficult or even impossible, the grounding of such a chip is therefore realized by wire bonding the 50 ohm chip resistor to its gold plated carrier because the 50 ohm chip termination on HTS gives very poor results. Note that the definition of a 50 ohm line usually refers to the conventional planar MICs. Figure 5.5(a) shows measured results of

the return loss at 77 K of the 50 ohm chip resistor terminated by a 50 ohm microstrip line on alumina, and Figure 5.5(b) shows the simulated and measured return loss at 77 K of the 50 ohm chip terminated by a 50 ohm HTS line. The measured and simulated return losses exhibit a similar shaped frequency response. However discrepancy is most likely attributed to the inaccuracy in modeling the bond wire connection of the alumina to HTS substrate transition as part of the test fixture. In addition, the uncertainty of the exact value of such a 50 ohm line under 77 K is also a factor. Errors are also caused by the large discontinuity between the HTS 50 ohm line and the soldering pad for the chip resistor termination. Better return losses are demonstrated for 50 ohm chip resistors mounted on alumina substrates compared to the LaAlO_3 substrate. This is caused by higher reflections at the discontinuity between the 50 ohm chip resistor (0.5 mm wide) and the 50 ohm HTS line (85 μm wide), as compared to the 245 μm wide microstrip line on alumina. The BFN is therefore designed such that the isolated ports of the couplers are terminated with 50 ohm chip resistors mounted on the alumina substrates adjacent to the HTS substrate.

5.2.4 Electrical Performance of HTS BFN

With the above discussion and performance considerations, we proceed with the design, fabrication and measurement of a BFN operating at Ku-band. Figure 5.2 shows the photograph of the designed and fabricated BFN embedded in the cryogenic test fixture. The size of the HTS BFN is less than 10×10 mm, offering a significant reduction in size compared to its conventional counterpart due to the high dielectric constant of the LaAlO_3 substrate. Three couplers are integrated with microstrip lines having a specific length to form a circuit with equal phase at all the outputs over the designated frequency band. Simulated magnitudes of BFN are observed to vary from -5.5 dB to -6.75 dB over

the four output ports. This simulation is based on the measured results of the HTS 3 dB branch line coupler.

The cryogenic test fixture is composed of K-connector launchers at the input and four output ports with 50 ohm microstrip lines on alumina substrates feeding the five ports on the HTS circuit [2]. Two separate TRL calibrations at 77K are required due to the difference in transmission line lengths between the two outer ports (2 and 5), and the inner ports (3 and 4) on the output test fixture. The three isolation ports of the BFN are permanently terminated by 50 ohm chip resistors connected to 50 ohm microstrip lines on alumina substrates. Ohmic contacts at each of the eight BFN ports are formed by e-beam gold deposition allowing for gold ribbon bonds connecting the HTS circuit to the microstrip lines on the test jig.

Figure 5.6(a) and Figure 5.6(b) show the simulated and measured magnitudes and phases of the BFN. The phases are equalized at the output ports by adjusting the length of transmission line at each output. The magnitudes vary from -6.1 dB at port 5 to -6.4 dB at port 2 at the center frequency of 11.95 GHz. This variation in magnitude, also noted in the simulated results, is due to the slight imbalance between the direct transmit and coupling arms of the 3 dB couplers. A comparison between the measured and simulated output magnitudes shows that port 4 presents the largest error at 12.2 GHz (0.9 dB). All ports have generally lower magnitudes than predicted, except for port 2 which is about 0.3 dB higher. The measured phase slopes of the four output ports range from $+37^\circ$ to -48° over the 500 MHz bandwidth. Simulated phase slopes fall in between $+50^\circ$ and -58° over the passband.

Figure 5.7 shows plots of the measured input and output return losses for the HTS BFN. Measured return losses are below -14 dB at 11.95 GHz, and -13 dB or better across the 11.7-12.2 GHz frequency band. The calibration errors described earlier and the limitation

of the modeling package which does not include superconductivity effects may lead to the discrepancies between the measurement and the simulation. In addition, it was shown in [49] that the dielectric constant of the HTS substrate may be out of its exact value approximately by 2%. This factor will also contribute to the difference of the results between measurement and simulation.

5.3 POWER MEASUREMENTS AND INTERMODULATION CHARACTERISTICS

Several papers report the power handling of filters and resonators at different high temperature (10, 50 and 77 K) [74, 75]. In communication systems there is an interest to develop the HTS materials and components to handle high power in support of designing high-performance transmitting systems. In this section, we will present the power handling measurement results for the designed HTS BFN, bends and lines. The third order passive intermodulation characteristics of the bends are also presented. A traveling wave tube (TWT) power amplifier with a maximum output power of around 10 watts is used to attain sufficiently high power levels in order to saturate the HTS components.

Figure 5.8 shows the power handling performance of the bend in terms of the input power versus the output power. These experimental results presented in Figure 5.8 demonstrate the capability of this kind of bends to handle a few watts, e.g. 3 watts at 77 K in this case. A sharp drop-off in power occurs at around 35-36 dBm. The HTS properties are distorted and starts to disappear when the input power level reaches 35 dBm. As reported in [9], the power handling capability and the in-band third order intermodulation is closely related to the quality of the HTS materials and circuit properties. Figure 5.9 shows the input power versus output power for the BFN. For the BFN, the output power dropped-off sharply to below -15 dBm at approximately 34.5 dBm for the port 1-3 transmission,

and 35 dBm for ports 1-2. This sudden saturation of the HTS material may be related to: 1) the very high current densities at the 90° bend locations which are above the critical current density, 2) the thermal load as the HTS materials change from the superconductive state to the non-superconductive state, and 3) the degradation in the superconductor performance is caused by the increased current density in the film as the power level is increased. The current carrying capability is determined by the configuration of HTS film characteristics.

Figure 5.10 shows the results of third order intermodulation measured as a function of P_{in} (17 dBm to 35 dBm) for the bends. It is indicated that the third order intercept is about 84 dBm. Fig. 11 shows the total insertion loss variation of the simple lines and the bends as shown in Figure 5.4. The relative change in insertion loss for the bend is less than -0.72 dB when the applied power is 35 dBm. It is found through these two figures that the insertion loss of a HTS component is nonlinearly dependent on the input power. This suggests that the design procedure and circuit layout of a HTS component be adjusted or modified in accordance with the required power application.

5.4.1 CONCLUSION

This paper demonstrates the possibility of designing and fabricating a high temperature superconductor (HTS) BFN for potential applications in high-performance communication systems. Reasonable good agreement between simulated and experimental results for a preliminary design illustrates the feasibility of realizing a one-to-four power divider-based superconducting BFN. This BFN offers a variety of advantages for use in systems applications such as reduction in size and weight, and low loss as compared to conventional technology. Our design and discussion on a number of BFN components are useful in the future design and application of HTS passive circuits.

Experimental investigation on power handling capacity and passive intermodulation points to a variety of design and fabrication challenging issues of the HTS technology when high power or large signal is considered. The present design technique can be easily extended to realize an N-port HTS power divider and BFN integrated into a complete antenna system with bandpass filters and phase slope equalizers.

5.4.2 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons démontré la possibilité de concevoir et de fabriquer un BFN en utilisant la technologie supraconductrice. Les applications concernées sont les systèmes de communication exigeant de hautes performances, et fonctionnant à de très hautes fréquences. Nous avons réalisé un beamforming network supraconducteur de 1 à quatre ports en utilisant la nouvelle technologie de fabrication et la conception classique de ce genre de diviseurs de puissance. Les étapes de conception des différents composants sont présentées. Pour construire le BFN, nous avons cascadié trois coupleurs hybrides 3 dB en les connectant par des lignes de transmissions pliées à coupe 50 %. Ces diviseurs de puissance trouvent des applications dans les alimentations des réseaux d'antennes. Pour caractériser le BFN et les composantes supraconductrices nous avons fabriqué des fixtures spéciales en utilisant les matériaux thermkon 70 M faciles à travailler et peuvent supporter de très basses températures. Les résultats préliminaires obtenus démontrent la possibilité de réaliser un BFN de un à quatre portes. Les avantages de ce BFN sont les faibles pertes et les réductions de poids et de taille dans les systèmes de communication en comparaison aux technologies conventionnelles. La conception et les discussions de cette étude sont utiles pour de futures conceptions et fabrication de composants passifs en utilisant la technologie supraconductrice. Les capacités à supporter des fortes puissances injectées et les produits d'intermodulations du troisième ordre des composants du BFN sont présentés. La technique utilisée peut être facilement élargie pour réaliser un BFN à N portes. Le BFN est intégré avec d'autres circuits comme les filtres passe bande pour former un système d'antenne intégré supraconductrices.

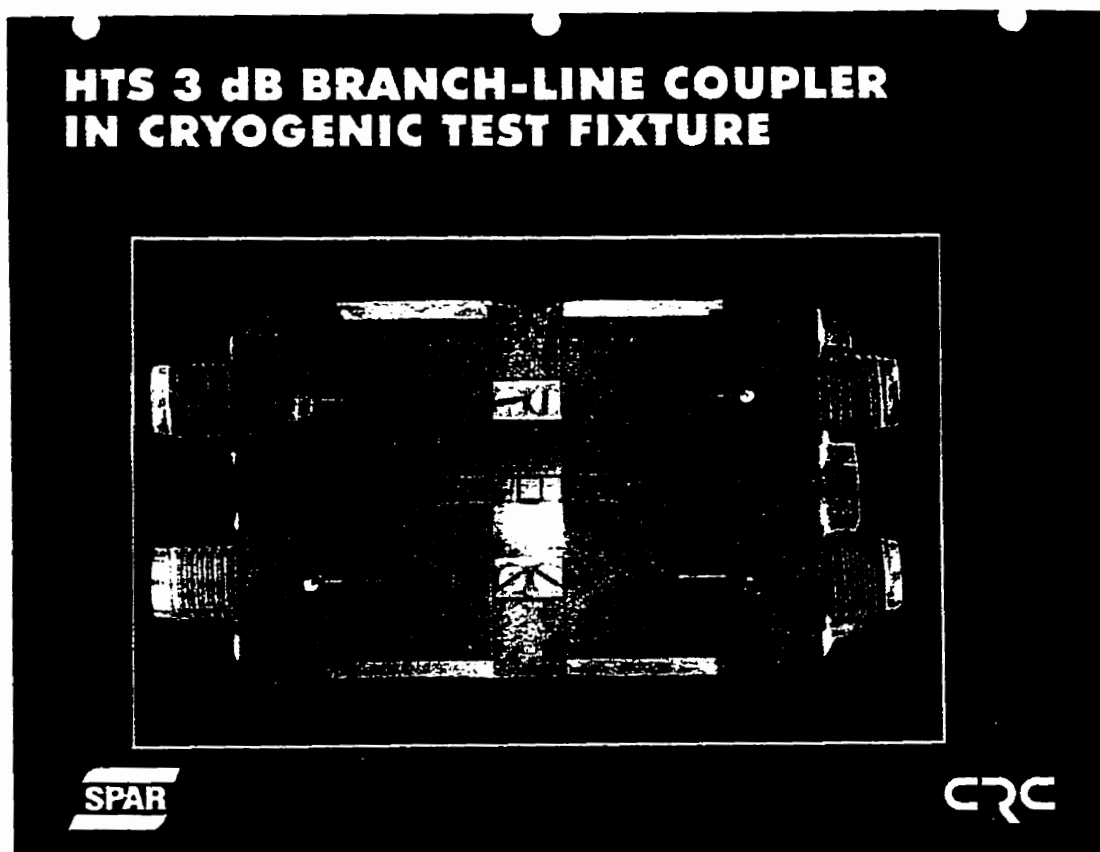


Figure 5.1 Photograph of the HTS 3 dB branch-line coupler in
cryogenic split block test fixture

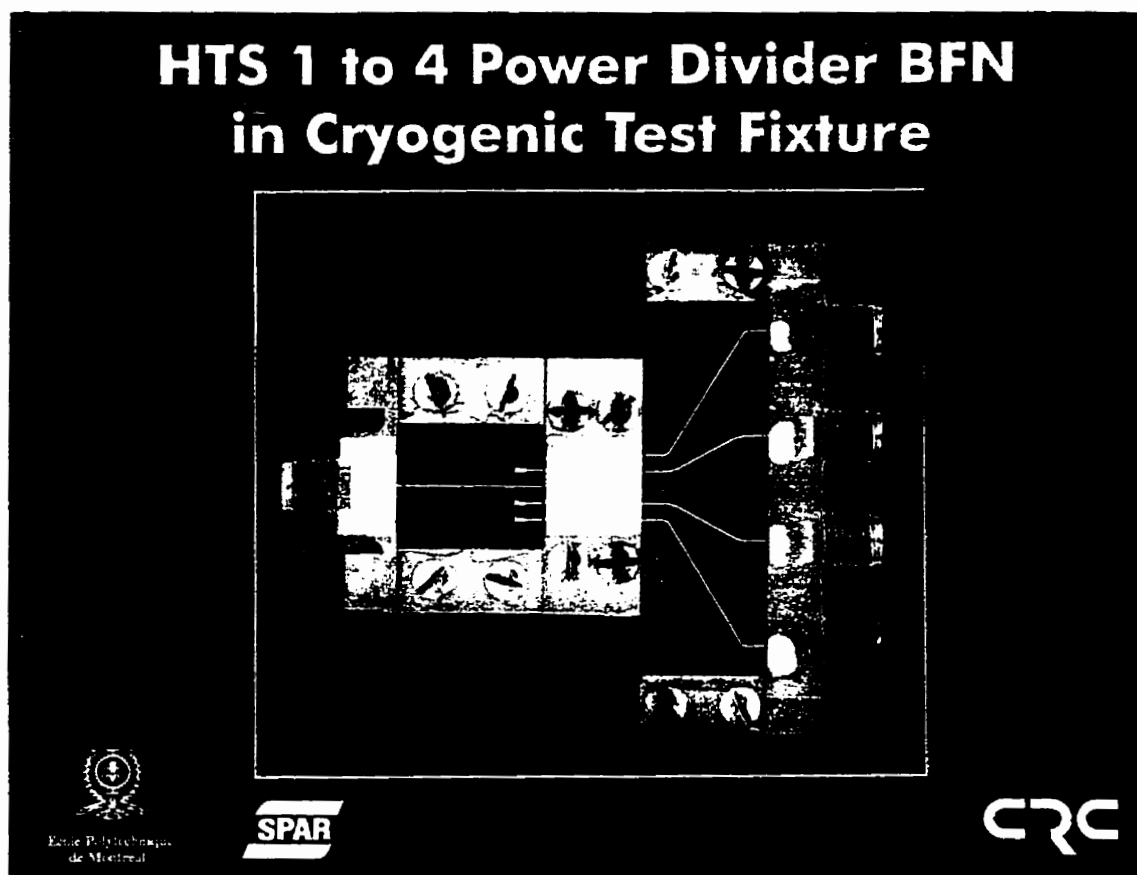


Figure 5.2 Photograph of the one-to-four HTS beamforming network (BFN) embedded in cryogenic split block test fixture.

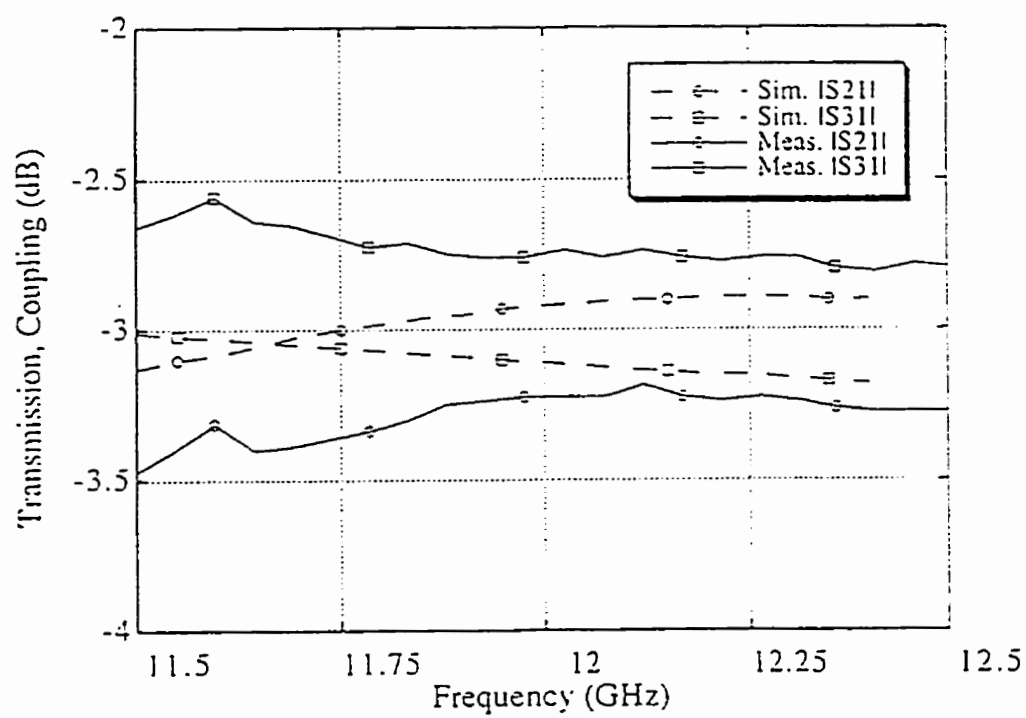


Figure 5.3 (a) Theoretical and measured results for the transmission and coupling characteristics of the designed HTS coupler.

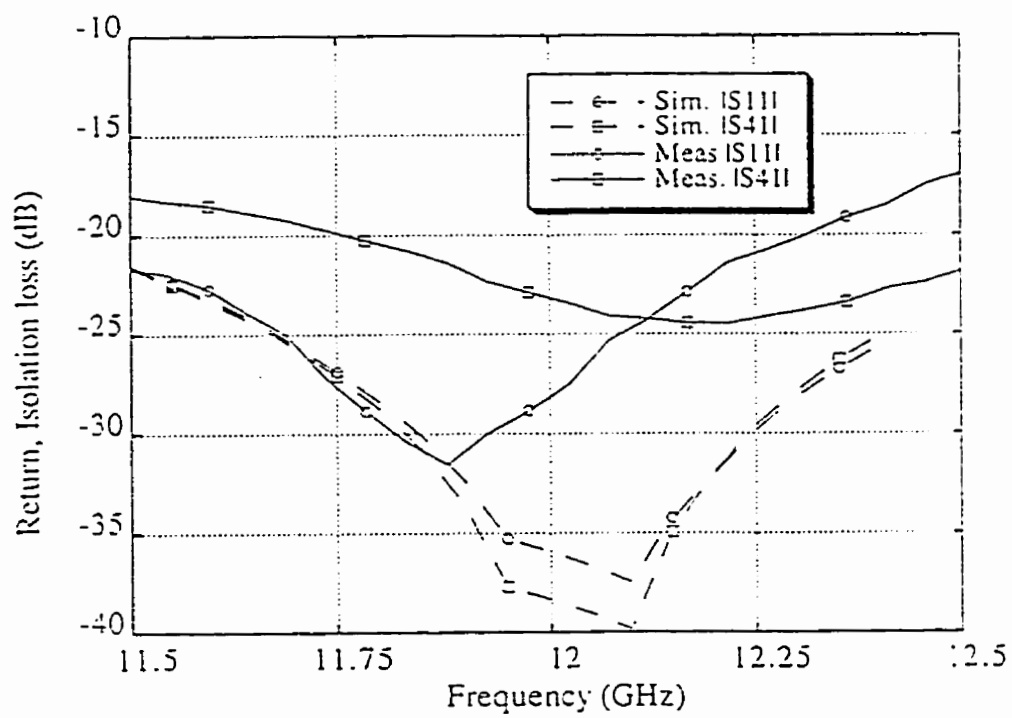


Figure 5.3 (b) Theoretical and measured results for the return loss and isolation characteristics of the designed HTS coupler.

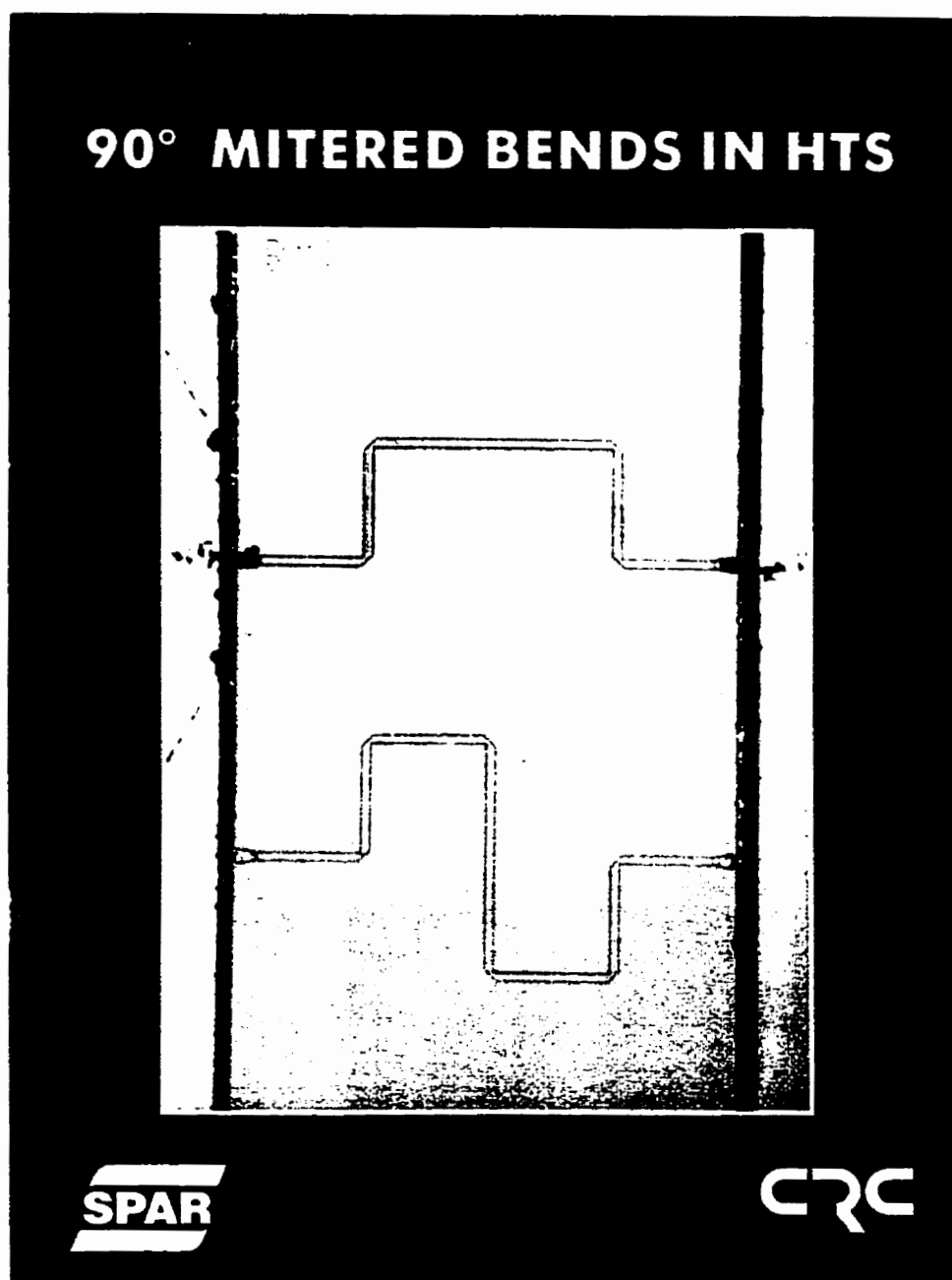


Figure 5.4 Photograph of two HTS 90 degree bend structures consisting a number of bends with 50% and 70% miter cuts.

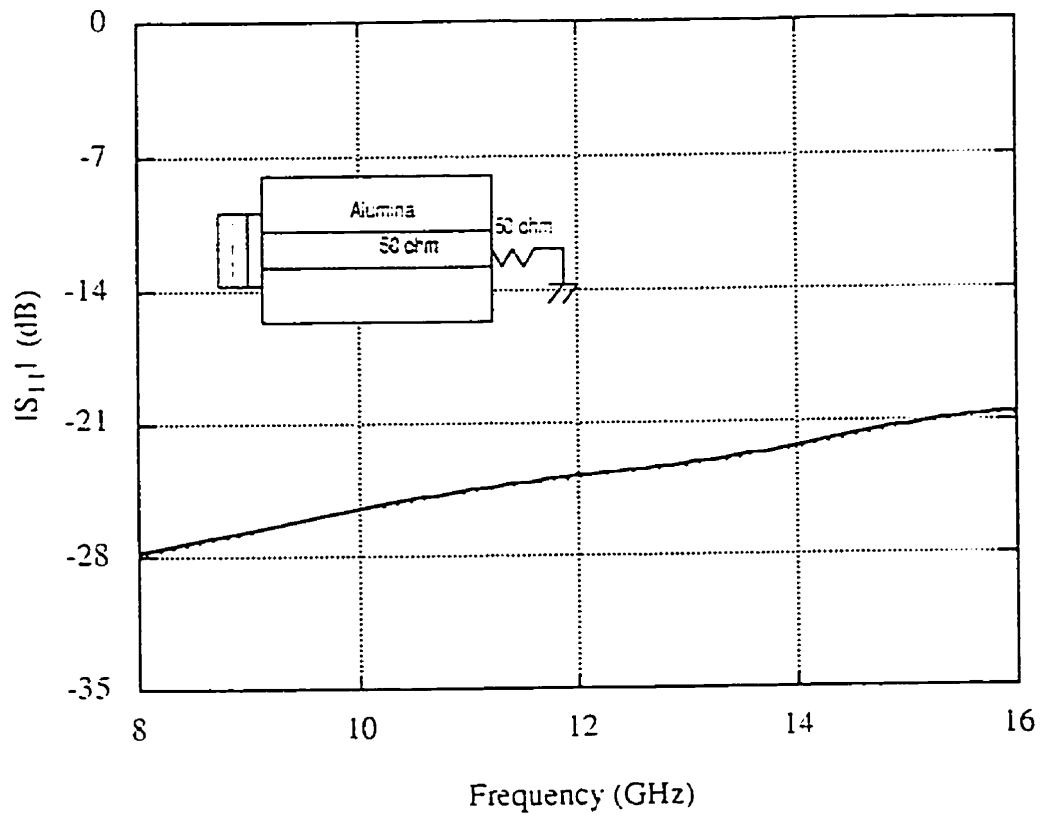


Figure 5.5 (a) Measured return loss of the 50 ohm chip terminating a 50 ohm microstrip line on alumina substrate.

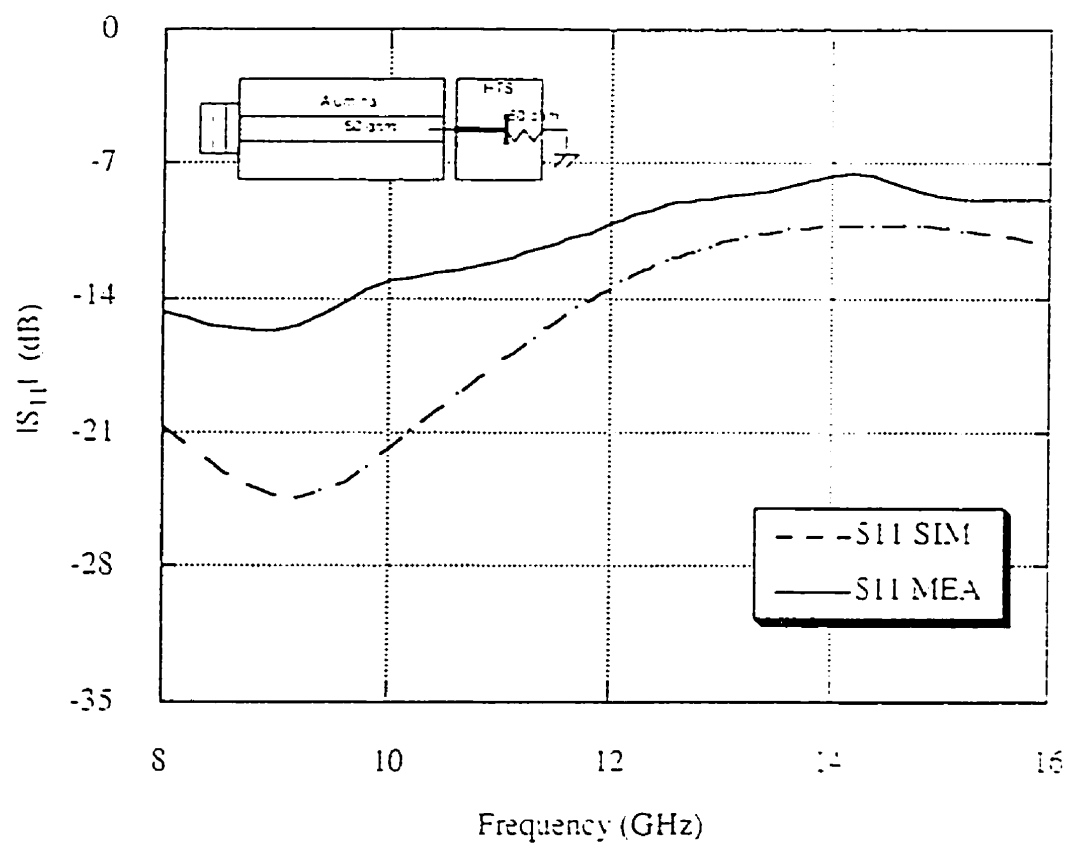


Figure 5.5 (b) Predicted and measured return loss of the 50 ohm chip terminating a 50 ohm HTS line.

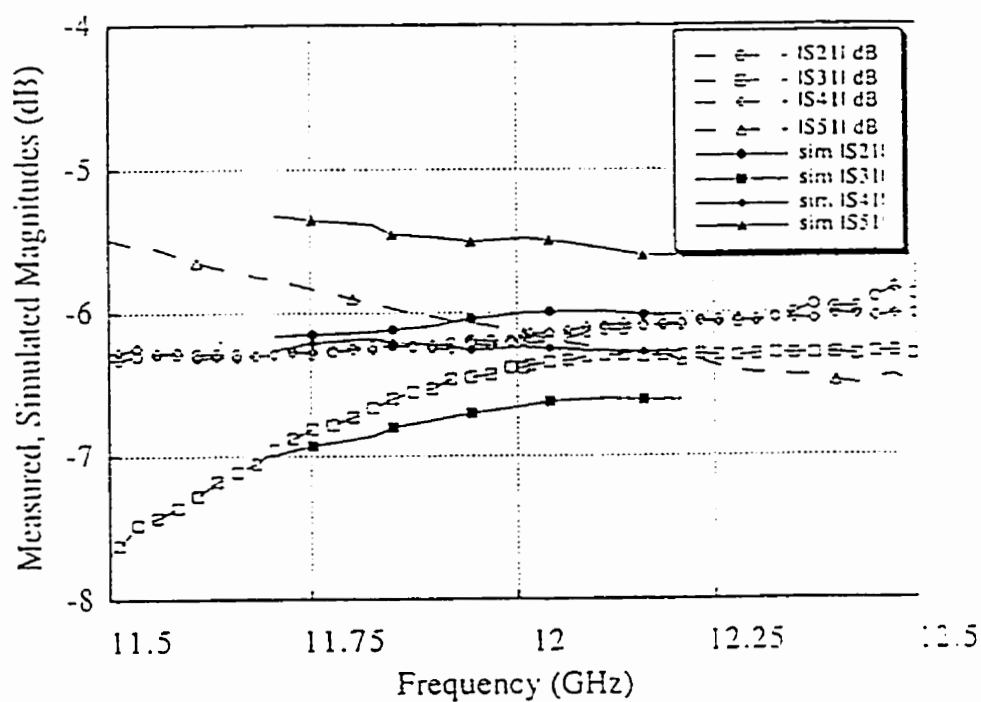


Figure 5.6 Simulated and experimental results for the designed BFN with
(a) performance of magnitude.

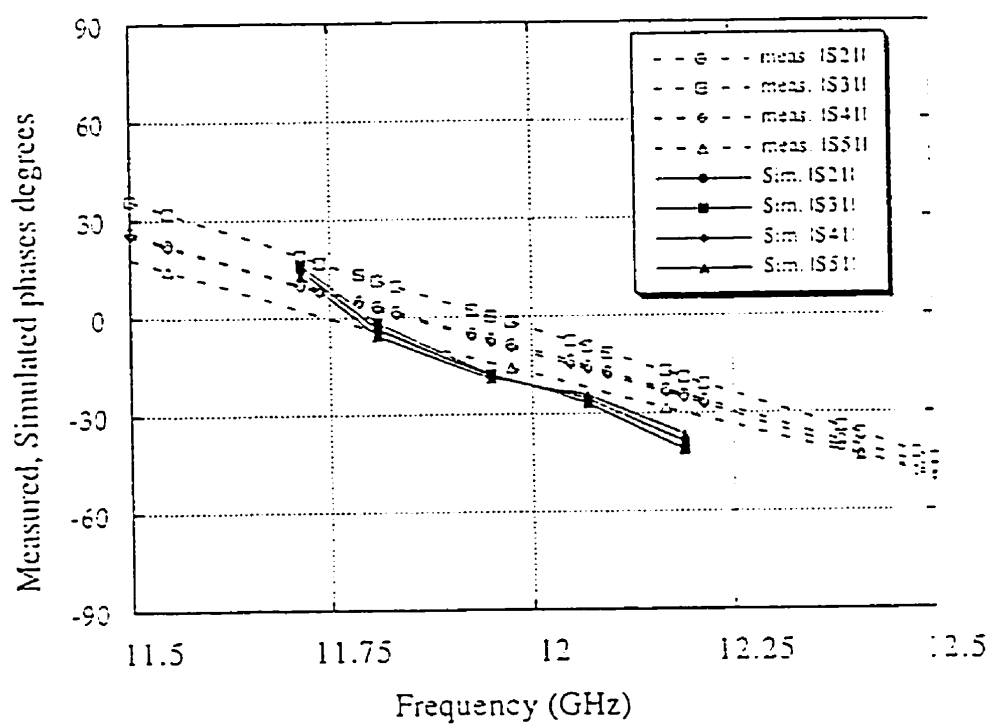


Figure 5.6 Simulated and experimental results for the designed BFN with
(b) performance of phase.

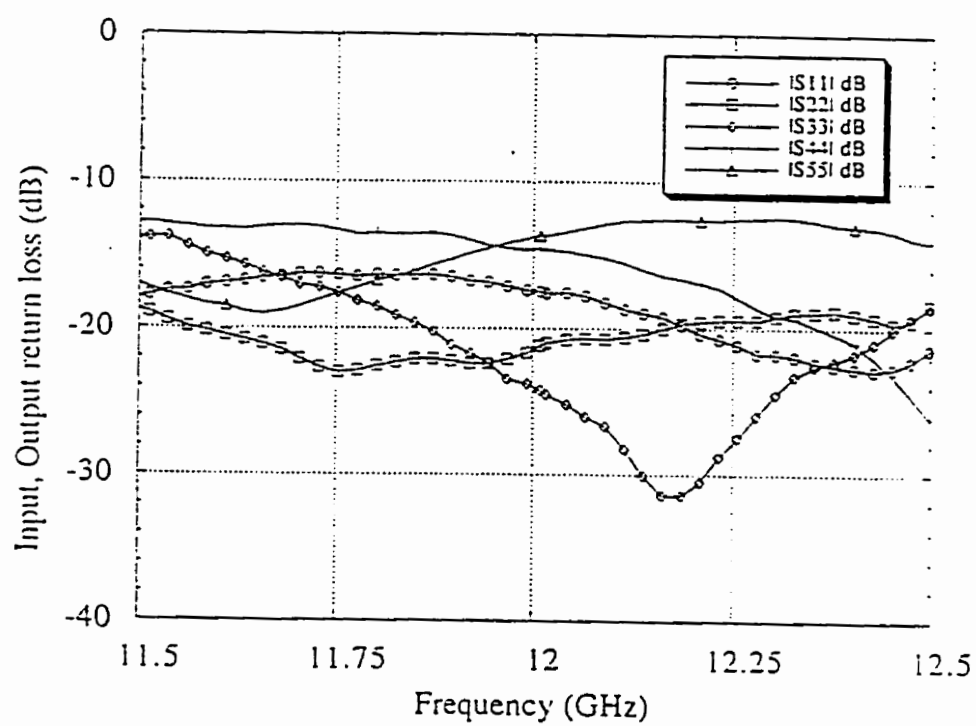


Figure 5.7 Experimental results for the BFN with input and output return losses.

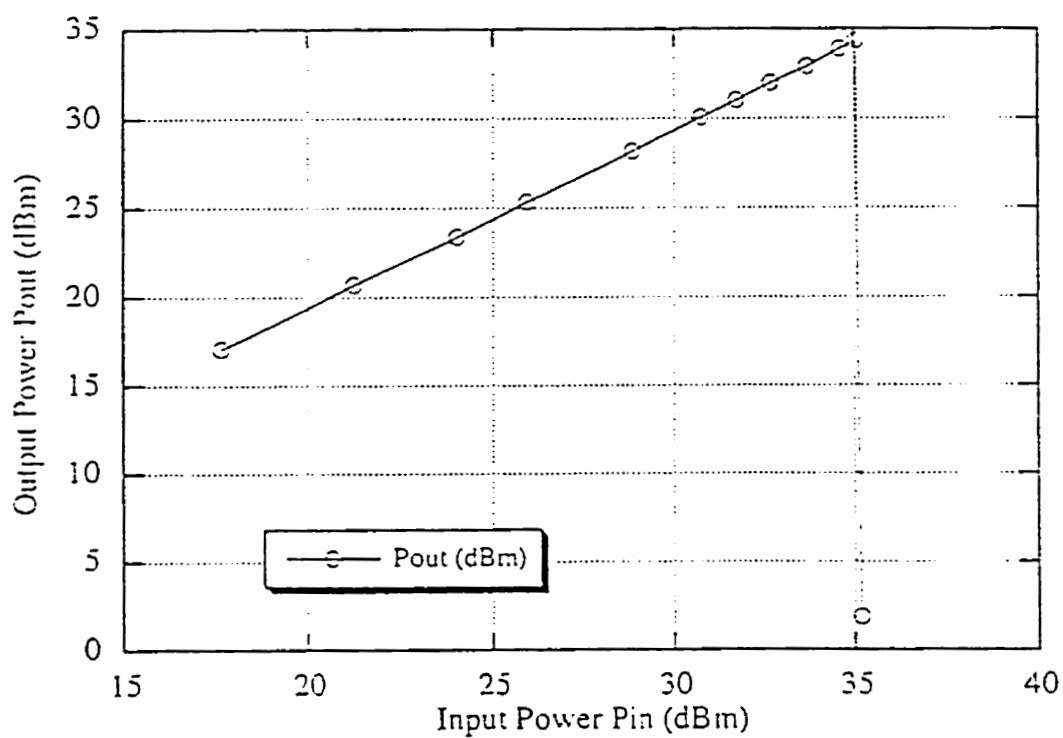


Figure 5.8 Measured results of input power versus output power for the HTS bend at 11.9 GHz.

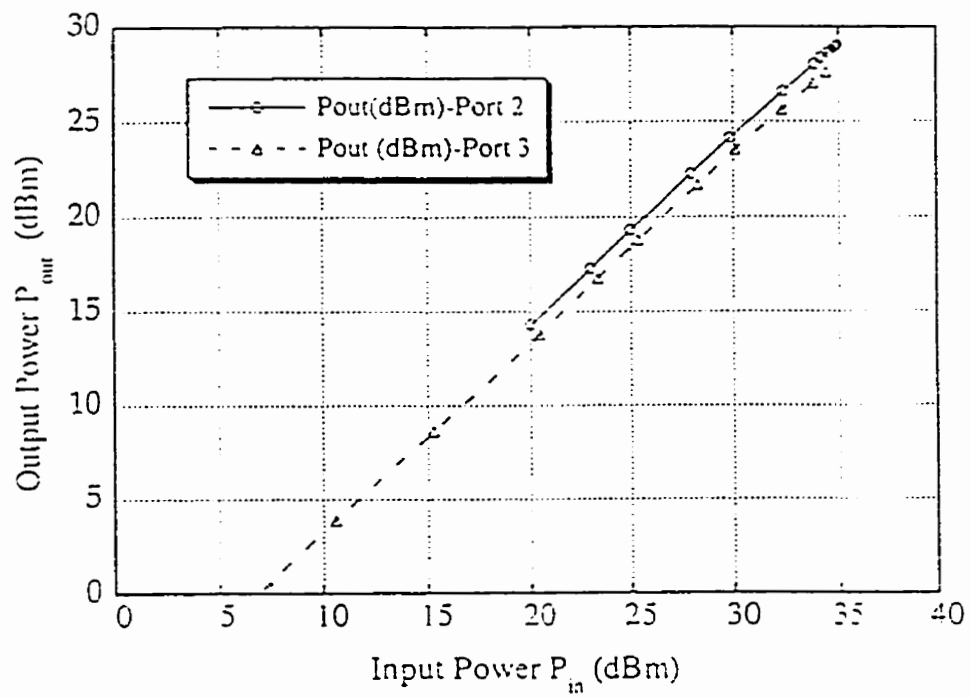


Figure 5.9 Measured results of input power versus output power for the HTS BFN at 11.9 GHz.

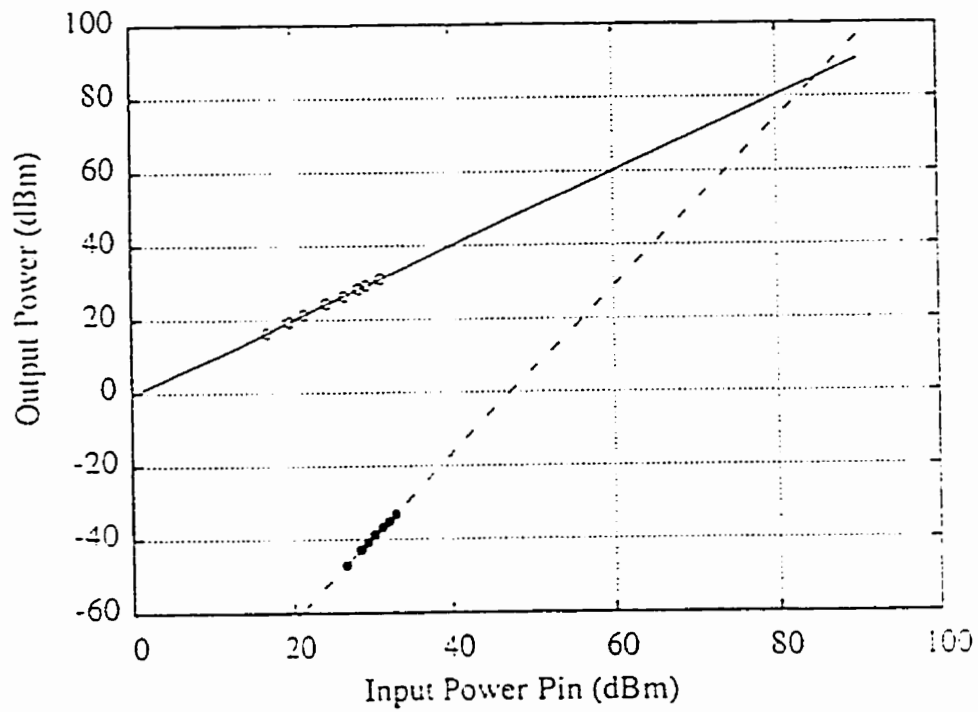


Figure 5.10 Intermodulation measurement of the bend as described in Fig. 4 at 77K and the third-order intercept (IP3) is 84 dBm.

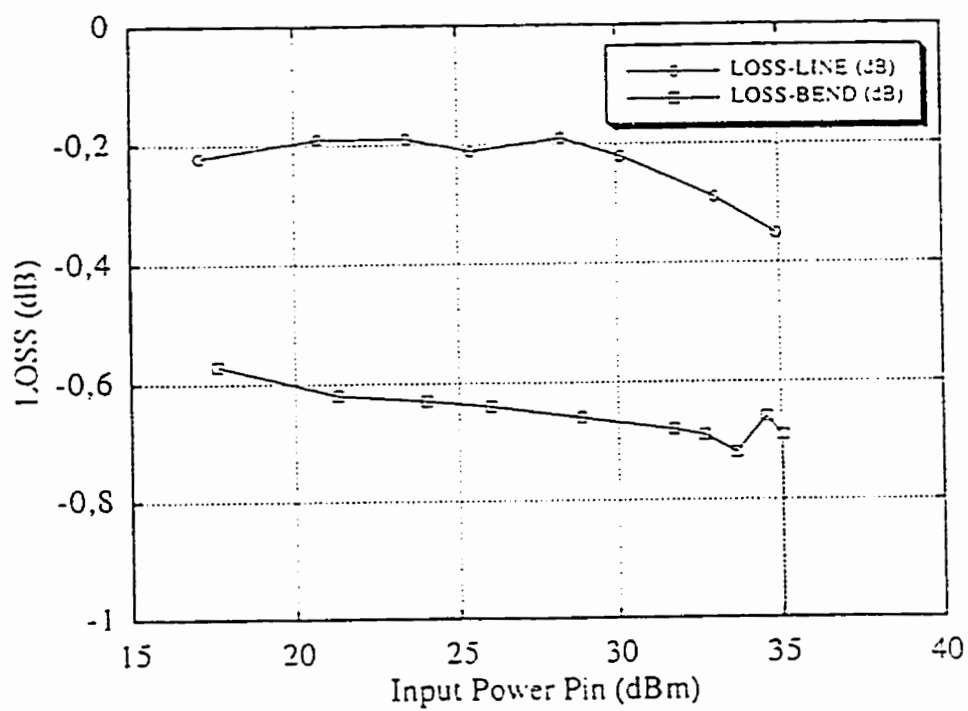


Figure 5.11 Insertion loss of the HTS 50 ohm line and of the HTS 90 degree bends with 70 % miter cuts.

Tableau 5.1 Simulated and measured results of the 4 and 6 bend lines
with 50% and 70% cuts

		90° Bend Design # 1 (70% cut)		90° Bend Design # 2 (50% cut)	
		Calculated	Measured	Calculated	Measured
4 bends on a 7.2 mm line	min. R.L. (dB)	25	> 18	25.5	> 18
	S_{11} (dB)	< 0.01	< 0.15	< 0.015	< 0.10
	Phase Offset at f_0 (deg)	-29	-31	-31	-27
	Phase Slope (deg/500 MHz)	-17	-17	-17	-17
6 bends on a 9.5 mm line	min. R.L. (dB)	24.4	> 20	23.7	> 19
	S_{11} (dB)	< 0.02	< 0.25	0.02	< 0.15
	Phase Offset at f_0 (deg)	-154	-149	-150	-147
	Phase Slope (deg/500 MHz)	-22.5	-21.5	-22.5	-21.4

1. The phase offset is the value calculated or measured relative to a zero line length.

CHAPITRE VI

CONCLUSION ET RECOMMANDATIONS

6.1 Conclusion

Le travail dans cette thèse visait le développement de nouvelles classes de diviseurs de puissance en utilisant différentes technologies en vue d'applications dans les systèmes de télécommunications comme les amplificateurs de puissance et les beamforming network. Les technologies utilisées sont la technologie supraconductrice et la technologie des circuits intégrés hybrides.

Dans la première partie, nous avons présenté de nouvelles diviseurs de puissance. Les avantages de la nouvelle topologie sont les ports alignés verticalement, l'élimination d'utilisation des mises à la masse, les dimensions petites du circuit et la facilité de cascader avec d'autres circuits. Pour analyser ces nouveaux diviseurs/combineurs de puissance nous avons développé la méthode efficace des éléments de frontière combinée avec le modèle des guides d'ondes analytiques. Les résultats validés démontrent l'efficacité de la méthode d'analyse et de caractérisation pour la conception et la réalisation des diviseurs de puissance opérant à de très hautes fréquences. L'analyse et la caractérisation des nouvelles

structures n'est pas possible à l'heure actuelle en utilisant les logiciels commerciaux. Le choix de la méthode numérique pour analyser de nouveaux circuits planaires de formes arbitraires à N ports et N trous n'est pas facile et comme on sait chaque méthode a ses avantages et ses inconvénients. D'où la nécessité de développer des méthodes numériques efficaces. Nous avons développé la méthode numérique des éléments de frontières combinée avec la méthode du modèle guide d'onde analytique pour analyser et simuler des diviseurs de puissance de formes arbitraires et possédant des discontinuités elliptiques et circulaires à l'intérieur des parties métallisées. Ces trous sont utilisés pour l'égalisation des phases des sorties/entrées des diviseurs/combineurs de puissance. Les avantages sont la largeur de bande plus grande, les dimensions plus petites et éliminent l'utilisation des mises à la masse lorsqu'on utilise la nouvelle technologie de fabrication supraconductrice. Les nouveaux diviseurs/combineurs de puissance opèrent dans la bande Ku (14-15 GHz). Nous avons cascadié quatre diviseurs de puissance de un à trois ports et trois trous pour former un diviseur de puissance de 1 à 9 ports avec 12 trous. Les performances électriques du nouveau diviseur de puissance concordent avec les résultats mesurés. Ces performances sont améliorées en utilisant la nouvelle topologie.

Dans la deuxième partie, nous avons décrit les caractéristiques du matériau supraconducteur tel que: la conductivité complexe, le modèle de l'impédance de surface et la profondeur de pénétration. Le schéma bloc du montage de mesure de la capacité à supporter de hautes puissances et la mesure des harmoniques du troisième ordre sont aussi donnés. Les motivations et les potentiels d'utilisation de la technologie supraconductrice dans les applications à très hautes fréquences opérant aux ondes centimétriques et millimétriques sont expliquées. Parmi les applications des circuits en micro-onde nécessitant les avantages des caractéristiques supraconductrices, on dénombre les oscillateurs, les mélangeurs, les

filtres à bande étroite, les multiplexeurs, les déphaseurs. Nous avons réalisé un beamforming network supraconducteur de 1 à 4 voies en utilisant la nouvelle technologie de fabrication et la conception classique de ce genre de diviseurs de puissance. Pour construire le beamforming, nous avons cascadié 3 coupleur hybride 3 dB. Ces diviseurs de puissance trouvent des applications dans les réseaux d'antennes de satellite. Les résultats théoriques et mesurés démontrent la faisabilité et la possibilité de fabriquer ce circuit en utilisant cette nouvelle technologie de fabrication. Nous sommes les premiers à avoir réalisé le beamforming network supraconducteur. Nous avons présenté la conception et la réalisation des circuits qui forment le BFN. La première étape consiste à concevoir le coupleur hybride à 3 dB avec les lignes d'équerres à 50 et 70 % de coupe, puis ces circuits sont réalisés en utilisant la nouvelle technologie en se basant sur le fait que le matériau supraconducteur refroidi, fonctionne comme un conducteur idéal. Des résultats mesurés des coupleurs hybrides 3 dB et des lignes équerres ont été présentés. Les résultats mesurés montrent des pertes minimales de l'ordre de 0.03 dB pour la fréquence du centre 11.95 GHz pour le beam-forming network. Cette étude démontre la supériorité des performances des circuits utilisant la nouvelle technologie. Aussi, les mesures des circuits ont imposé la fabrication de fixtures spéciales. Ces dernières ont été faites en utilisant les matériaux Thermkon 70 M faciles à travailler et peuvent supporter de très basses températures tout en possédant une conductivité thermique élevée. La capacité à supporter des fortes puissances injectées dans les composantes lignes de transmission, lignes équerre et BFN sont étudiées. Les caractéristiques d'intermodulations du troisième ordre sont aussi présentées. L'importance d'utiliser la technologie supraconductrice réside dans les faibles pertes ohmiques, la miniaturisation des circuits du fait d'une permittivité élevée 24.5, la possibilité de supporter des densités de courant élevées et des dispersions petites surtout pour les circuits opérant à très hautes fréquences, au-delà de 1 THz.

2 Recommendations

Les recommandations pour des travaux futures sont les suivantes :

- 1) Faire la conception d'un amplificateur de puissance en utilisant les nouveaux diviseurs de puissance. Aussi, des modifications peuvent être faites en créant une fente le long de chaque port, nous pensons cela va augmenter l'isolation du circuit. La figure 7.1 montre l'amplificateur de puissance proposé.

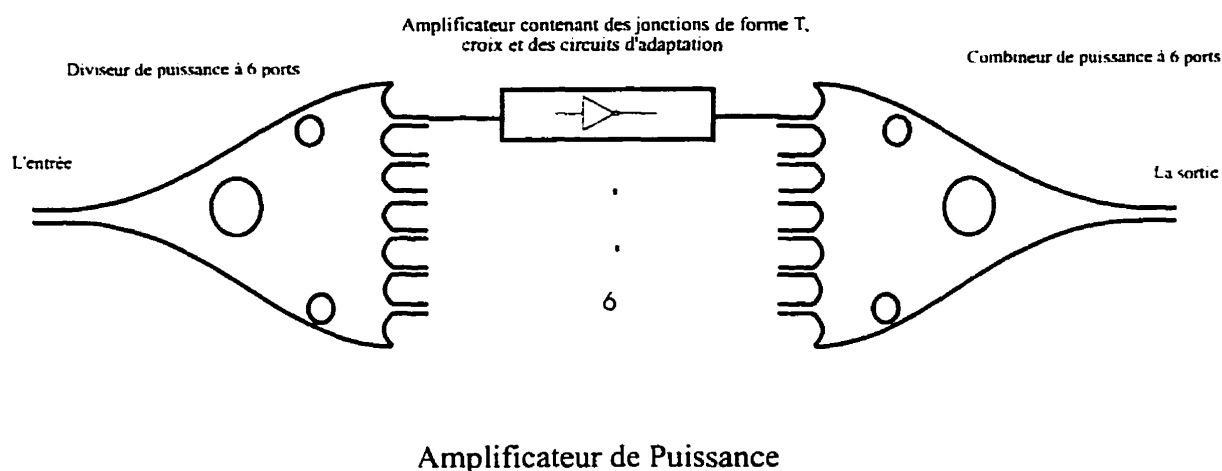


Figure 7.1 Amplificateur de puissance proposé de
1 à 6 ports et 3 trous de type circulaire.

- 2) La méthode développée peut être modifiée pour réaliser l'adaptation directement à l'entrée et à la sortie des transistors. La méthode serait couplée avec des algorithmes d'optimisations efficaces pour trouver les circuits d'adaptation.
- 3) On peut analyser des diviseurs/combineurs de puissance en utilisant des lignes de transmission guide d'onde. La méthode développée est capable d'analyser des guides d'ondes.

4) Faire la caractérisation d'une ligne supraconductrice, en utilisant la méthode harmonique balance. Nous pouvons utiliser le logiciel MDS, puis ensuite la méthode multi harmonique 'load pull measurement' pour caractériser la ligne de transmission non linéaire.

RÉFÉRENCES

- [1] H. MIZUNO, H. MITSUMOTO and N. YAZAWA, "A 12.5 GHz-Band 50-W Solid State Power Amplifier for future Broadcasting Satellites ", IEEE MTT Symposium Digest, 1990
- [2] H. KOBEISSI, K. WU, D. DROLET, M. G. STUBBS, G. LARRALDE and S. RAO, " Design and Performance of an HTS Beamforming Network for Satellite Communications, ", 25th European Microwave Conference, Septembre 1995
- [3] Z. SHEN, " High-temperature Superconducting Microwave circuits ", Artech House, 1994
- [4] I. BAHL and P. BHARTIA, " Microwave Solid State Circuit Design ", John Willey, 1988.
- [5] I. D. ROBERTSON, " MMIC DESIGN", The Institution of Electrical Engineers, London, 1995.
- [6] ZIFEI OU, " Étude de l'intégration hybride de structure planaires avec des guides NRD pour des circuits micro-ondes et ondes millimétriques," Thèse de Maitrise, Ecole Polytechnique de Montreal, Août 1997.
- [7] D. DROLET, H. KOBEISSI, G. LARRALD, A. A. OMAR, S. RAO, M. . STUBBS, AND K. WU, " Characteristics of HTSC Branch -Line Couplers and Associated Antenna Beamforming Network for Satellite Communications

- Applications. " Asia Pacific Microwave Conference, pp. 216-219, Korea, December. 1995.
- [8] J. BENBRAHIM, H. KOBEISSI and K. WU . " CAD and electrical performance of new compact power divider suitable for use in M(H)MICs ", IEEE MTT Symposium. digest. pp. 1595-1598. Denver. June. 1997.
 - [9] H. KOBEISSI and K. WU, " Design Technique and Performance Assessment of New Multi-Port Multi-Hole Power Divider Suitable For M(H)MICs ", Article soumis au Journal IEEE Transactions on Microwave theory and Techniques.
 - [10] J. ABDULNOUR, K. WU, C. AKYEL, L. MARCHILDON and R. G. BOSISIO, "Modeling of arbitrary shaped MMIC and hybrid planar circuits with a mixed waveguide model boundary integral method," IEE Proc. Part-H, Vol. 141, No. 6, pp. 495-500. December. 1994.
 - [11] STEVEN PHILIP CASTILLO, " Electromagnetic Modeling of High-Speed Digital Circuits, " Ph. D. Thesis, University of Illinois at Urbana -Champaign. 1987.
 - [12] P. BERINI AND K. WU, " A Comprehensive Study of Numerical Anisotropy and Dispersion in 3-D TLM Meshes, " IEEE Transactions On Microwave Theory and Techniques, Vol. 43, No. 5, pp. 1173-1181, May 1995.
 - [13] Z. CHEN, M. M. NEY AND W. J. R. HOEFER, "A New Finite-Difference Time Domain formulation and its Equivalent with the TLM Condensed Node, " IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 39, No. 12, pp. 2160-2169 December 1992.

- [14] WEN-XUN ZHANG "Engineering Electromagnetism : Functional Methods", Ellis Horwood, England, 1991.
- [15] P. SILVESTER, " Finite Element analysis of Planar Microw. Networks,' IEEE trans. Microw. Theory and Tech., " Vol. 21, No. 11, pp. 104-108 February 1973.
- [16] T. ITOH. "Numerical Techniques for Microwave and Millimeter-Wave Passive Structures, " John Wiley, 1989.
- [17] K. WU AND VAHLDEIK, " A New Method of Modeling Three-dimentionnal MIC/MMIC Circuits : The Space-Spectral Domain Approach, " IEEE Transactions On Microwave. Theory and Techeniques, Vol. 38, No. 11, pp. 1309-1318, September, 1990.
- [18] R. F. HARRINGTON, " Field Computation by moment Method, " Malbar, florida, 1987.
- [19] S. C. WU, H. Y. YANG, N. G. ALEXOPOULOS, AND I. WOLF. " A rigourous Dispersive Characterisation of Microstrip Cross and T Jonctions, " IEEE Transactions On Microwave Theory and Techniques, Vol. 38, No. 12, pp. December 1990.
- [20] TAKANORI OKOSHI, " Planar Circuits, ", Springer-Verlag, 1985.
- [21] H. KOBEISSI, J. ABDULNOUR, K. WU and M. STUBBS, " A CAD Technique for Filter Applications with Arbitrally Shaped Planer Patch Resonators, " IEEE Canada, Montreal, pp. 261-263, 1995.

- [22] C. A. BREBBIA AND S. WALKER, "Boundary Element Techniques in Engineering". Butterworths, London, 19980.
- [23] K. C. GUPTA, R. GARG AND I. J. BAHL, " Microstrip lines and Slotlines, " Norwood, MA., Artech House, 1979.
- [24] M. KOBAYASHI, "Dispersion Formula Satisfying Recent Requirements in Microstrip CAD, "Transactions on Microwave Theory and Technique, Vol. 36, pp. 1246-1250, February, 1988.
- [25] Q-C SUN, K. W. ECCLESTON AND P. YEO, " The Design of Optimum Planar Power Divider/Combiner for SSPA applications, " Asia Pacific Microwave conference, pp. 56-59, Korea, December, 1995.
- [26] P. S. KOOL, M. S. LEONG, T. S. YEO and S. M. KRISHNASWAMI, " The Design of Optimum Planar Power Divider/Combiner for SSPA applications, " Asia Pacific Microwave conference, pp. 48-51, Korea, December, 1995.
- [27] E. J. WILKINSON, " An N-Way Hybrid Power Divider, " IRE Transactions On Microwave Theory and Technique, Vol. 8, pp. 116-118, January 1960.
- [28] S. V. BEARSE, " Compact radial power combiner teams up a dozen power GaAs FETs, " Microwaves, Vol. 16, No. 10, pp. 9, October, 1977.
- [29] A. A. SALEH, " Planar Electrically Symetric n-Way Hybrid Power Dividers/Combiners ", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techeniques, Vol. 28, No. 6, pp. 555-563, June, 1980.

- [30] S. A. MAAS. " Non-Linear Microwave Circuits ", Artech House, 1988.
- [31] M. D. ABOUZAHA, AND K. G. GUPTA. " Multiple-Port Power Divider/Combiner Circuits Using Circular Microstrip Disk Configurations. " IEEE Transactions on Microwave Theory and Technique, Vol., No. 12, pp. 1296-1302 Decembre, 1987.
- [32] M. D. ABOUZAHA AND K. GUPTA, " Multiport Power Divider/Combiner Circuits Using Circular-Sector-Shaped Planer Components, " IEEE. Transactions on Microwave Theory and Technique, Vol. 36, No. 12, December 1988.
- [33] F. A. ALHARGAN AND S. R. JUDAH, " Circular and Annular Sector Planar Components of Arbitrary Angle for N-Way Power Dividers/Combiners, " IEEE, Transactions on Microwave Theory and Technique, Vol. 42, No. 9, September 1994.
- [34] M. D. ABOUZAHA, AND K. G. GUPTA, " Multi-Way Unequal Power Divider Circuits Using Sector-Shaped Planar components, " IEEE MTT Symposium Digest 1989.
- [35] S. P. YEO, M.S. LEONG, P. S. KOOI, T. S. YEO AND X. D. ZHOU. " Contour-integral analysis of microstrip sectorial power divider (with arbitrary sector angle) ". IEE Proceeding-H, Vol. 140, No. 1, February 1993.
- [36] H. KOBEISSI, D. DROLET, K. WU, M. G. STUBBS, G. LARRALDE AND S. RAO, "High-temperature superconducting beam forming network for communication systems applications," IEEE Transactions on Applied Superconductivity, Vol. 7, pp. 33-39, No. 1, March 1997.

- [37] R. R. MANSOUR, S. YE, V. DOKAS, B. JOLLEY, G. THOMSON, W. TANG, C. KUDSIA., "Design consideration of superconductive input multiplexers for satellite applications," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 44, pp. 1213-1228, No. 7, July 1996.
- [38] C. KUDSIA, R. CAMERON AND W. TANG, "Innovations in microwave filters and multiplexing networks for communications satellite systems." IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 40, No. 6, pp. 1133-1149, June 1992.
- [39] Z. J. CENDES, J. LEE, "The transfinite element method for modeling MMIC devices," IEEE Transactions on Microwave Theory and Technique, Vol. 36, pp. 1639-1649, No. 12, December 1988.
- [40] IEEE on Microwave Theory and Technique, Special Issue On Microwave Applications of Supraconductivity, Vol. 44, No. 7, July 1996.
- [41] RENE BONETTI, " Potential Impact of High T_c Superconductivity in Satellite Communication Systems " Comsat Laboratories, Workshop MTT Symposium Digest, 1993.
- [42] Workshop WMFB, "Systems applications of high temperature superconductors and cryogenic electronics," 1995 IEEE MTT Symposium Digest., Orlando, May, 1995
- [43] M. J. LANCASTER, T. S. MACLEAN, Z. WU, A. PORCH, P. WOODAL and N. ALFORD, " Superconducting Microwave Resonators, " IEE Proceedings-H, Vol. 139, No. 2, April 1992.

- [44] Special Issue on Microwave Applications of superconductivity . " IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques." Vol. 39, No. 9, September 1991.
- [45] J. W. SMUCK, M. G. STUBBS and J. S. WIGHT, " Hybrid Semiconductive/High temperature Superconductive Ku-Band Oscillator and Amplifier MICs, " IEEE. MTT Symposium, Albuquerque, June 1992.
- [46] R. WEIGEL, M. NALEZINSKI, A. A. VALENZUELA and P. RUSSER, " Narrow band YBCO Superconducting Parallel Coupled Coplanar Waveguide Band Pass Filter at 10 GHz, " IEEE MTT-s Int. Microwave Symposium Digest, Vol. 3, 1993, pp. 1285-1288.
- [47] R. R. MANSOUR, " Design of Superconductive Multiplexers Using Single-Mode and Dual-Mode Filters. " IEEE, Trans. On Microwave Theory and Techniques, Vol. 42, No. 7, pp. 1411-1418, july, 1994.
- [48] R. C. HANSEN, "Antenna applications of superconductors," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 39, pp. 1508-1512, No. 9, Sept., 1991
- [49] R. MAILLOUX, "Phased Array Antenna Handbook," Dedham, MA: Artech House, 1994.
- [50] O. K. KWON, B. W. LANGLEY, R. F W. PEASE, " Superconductors as very High-Speed System-Level Inteconnects, " IEEE ELCTRON DEVICE LETTERS, Vol. EDL-8, No. 12, DECEMBER 1987.

- [51] CHEUK-YU EDWARD TONG, LINDA CHEN and RAYMOND BLUNDELL. " Theory of Distributed Mixing and Amplification in a superconducting Quasi-Particle Nonlinear Transmission line ". IEEE Transactions on Microwave theory and Techniques, Vol. 45, No. 7, July 1997.
- [52] N. KLEIN, A. SCHOLEN, N. TELLMANN, C. ZUCCARO, and K. W. URBAN, " Properties and Applications of HTS-Shielded Dielectric resonators : A State-of-the Art report, " IEEE Transactions on Microwave theory and Techniques, Vol. 44, No. 7, July 1996.
- [53] R. RAMISCH, G. R. OLBRICH, and P. RUSSER, " A Tapped-Delay-Line Superconductive Chirp Filter in Shielded Microstrip ", IEEE Transactions on Microwave theory and Techniques, Vol. 39, No. 9, September 1991.
- [54] N. NISENOFF, J. C. RITTER, G. PRICE and S. A. WOLF, " Space Applications of High temperature Superconductivity : The High Temperature Superconductivity Space Experiment (HTSSE) " Future Electron Devices, Tokyo, Japan, Vol. 3, No. 2, pp. 1-25, June 1992.
- [55] Spar Aeospace Ltd, St.-Anne de bellevue, Canada, " Private Communications", 1990.
- [56] T. VAN DUZER, and C. W. TURNER, " Principles of Superconductive Devices and circuits, " Elsevier North Holland, 1981.
- [57] YOSHIO KOBAYASHI, " Microwave Applications of High-Temperature Superconductor Devices, " 26th EUMC, Czech, September, 1996.

- [58] R. SIMON, J. R. WHINNERY, and T. V. DUZER, " Fields and Waves in Communication Electronics, " New York, John Wiley and sons. 1984.
- [59] WORKSHOP C. " Microwave Superconductivity Short Course, " IEEE MTT-s, Boston. June. 1991.
- [60] WORKSHOP M. " Design fabrication and Packaging of High temperature Superconducting Microwave Devices, " IEEE MTT-s, Boston, June. 1991.
- [61] G. ANGÉNIEUX, B. FLECHET, P. FERRARI and J. CHILO, " Broad Band dielectric Characterisation of Substrate for Subnanosecond Hybrid circuits. " International Symposium on Microelectronics, 1990, Chicago, Octobre, 1990.
- [62] H. LEE, and T. ITOH, " Phenomenological Loss Equivalent Method for Planar Quasi-TEM Transmission Lines with a thin normal Conductor or Superconductor. " IEEE Transactions on Microwave theory and Techniques, Vol. 40, No. 3, March 1992.
- [63] S. M. EL-GHAZALY, R. B. HAMMOND, and T. ITOH, " Analysis of Superconducting Microwave Structures : Application to Microstrip Lines. " IEEE Transactions on Microwave theory and Techniques, Vol. 37, No. 12, December 1989.
- [64] L. H. LEE, A. M. ALI, and G. LYONS, " Full-Wave Characterisation of High- T_c Superconducting transmission Lines, " IEEE Transactions on Applied of Superconductivity, Vol. 2, No. 2, June 1992.

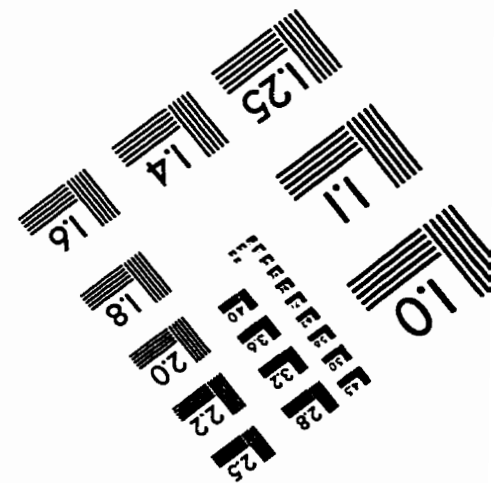
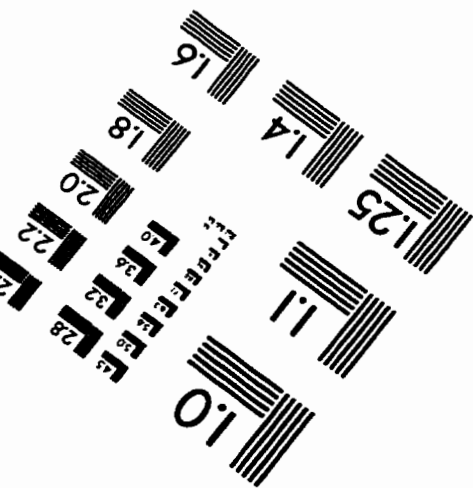
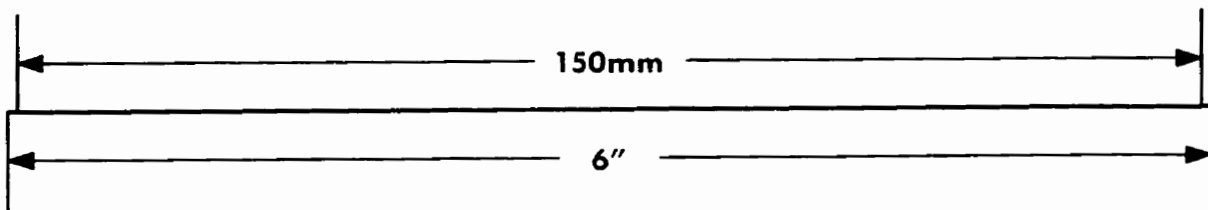
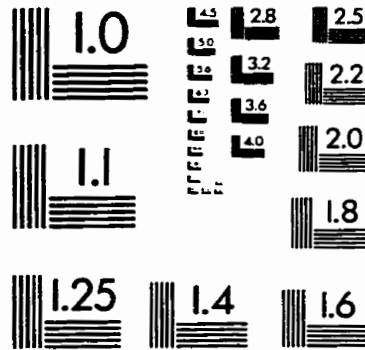
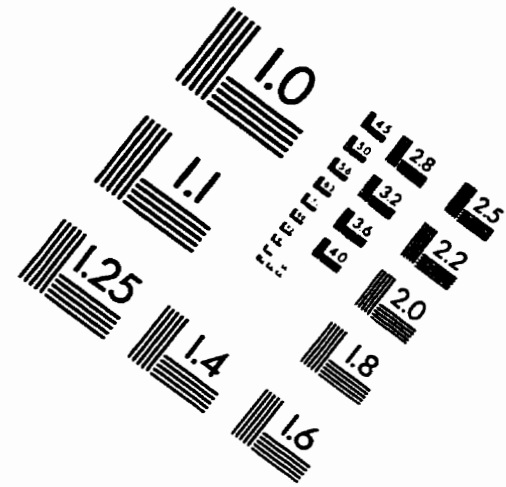
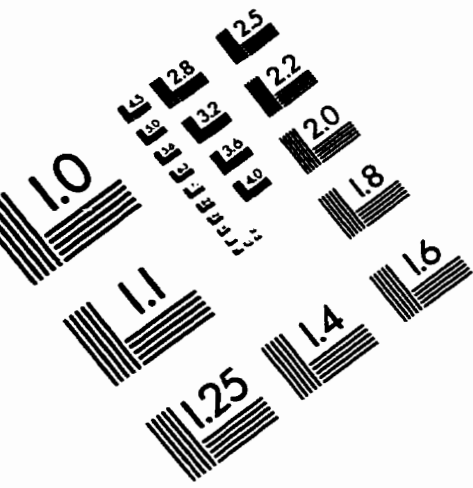
- [65] C. Y. TONG, and K. WU, " Propagation Characteristics of Thin film Superconducting Microstrip Line For Terahertz Applications, "Electronics Letters 21st November 1991, Vol. 27, No. 24, pp. 2299-2300.
- [66] DEAN W. FACE, CHARLES WILKER, ZHI-YUAN SHEN, PHILIP PANG and ROBERT J. " Small, Large Area Yba₂Cu₃O₇ Film For high Power Microwave Applications, " IEEE Transactions on Applied Superconductivity, Octobre, 1994.
- [67] Linecalc EESOF Inc., 1989.
- [68] High Frequency Structure Simulator (HFSS), Hewlett Packard.
- [69] Product Note 8510-8, ' Applying the HP 8510B TRL Calibartion for Non Coaxial Measurements', Hewlett Packerd, Palo Alto. 1987.
- [70] L. L. LEWIS, "Performance of TlCaBaCuO 30 GHz 64 element antenna array," IEEE Trans. Appl. Supercond., Vol. 3, pp. 2844-2847, 1993.
- [71] H. J. CHALOUPKA, "Application of high-temperature superconductivity to antenna arrays with analog signal processing capability," 24th EuMC, pp. 23-35, 1994.
- [72] J.W. SMUCK, M. G. STUBBS AND J. S. WIGHT. "Enhanced microwave characterization technique for cryogenic temperatures", Electronic letters, Vol. 26, N° 25, pp. 2127-2190, 6th December 1990

- [73] R.R. MANSOUR, F. RAMMO AND V. DOKAS, "Design of hybrid-coupled multiplexers and diplexers using asymmetrical superconducting filters."IEEE MTT-S Int. Microwave Symposium Digest, Vol. 42,pp. 1281-1284, No. 7, 1993.

- [74] N. NEWMAN AND W. LYONS, " Review of high temperature superconducting microwave devices: fundamental issues in materials, physics and engineering". Journal of Superconductivity Vol. 6, No. 3, 1993.

- [75] G-C. LIANG, D. ZHANG, C. F. SHIH, M. E. JOHANSSON and R. WITHERS, "High-Temperature Superconducting Microstrip Filters With High Power Handling Capability", IEEE MTT Symposium Digest, Orlando, May, 1995.

IMAGE EVALUATION TEST TARGET (QA-3)



APPLIED IMAGE, Inc.
1653 East Main Street
Rochester, NY 14609 USA
Phone: 716/482-0300
Fax: 716/288-5989

© 1993, Applied Image, Inc., All Rights Reserved